

光を応用した電磁界計測技術

令和元年6月

一般社団法人電子情報通信学会
光応用電磁界計測特別研究専門委員会 編

序文

水野 麻弥 (情報通信研究機構)

近年、電波を利用した機器の多様化・高周波化が進んでおり、第5世代移動通信や無線電力伝送などの新しい技術を適切に、安全に使用するために、電波利用環境や生体への安全性を評価することを目的とした電磁界の精密な計測技術の確立が求められている。また、機器の高度化等により不要電磁波の発生や機器間の電磁干渉のメカニズムが複雑化しており、不要電磁波のモデリングなども重要な研究課題となっている。

上述のような電磁界を計測する場では、電磁界を乱す可能性のある金属の使用を最小限に抑えたいと考える人は少なくない。そして、それを叶えるための手段として、誘電体結晶や光ファイバ等を駆使した光応用電磁界計測 (Photonics-applied Electromagnetic Measurement, PEM) 技術が今注目されている。最近のフォトニクス技術の発展により、PEM システムの安定化・高精度化が進み、ミリ波・THz 帯はもとより、マイクロ波帯以下の電磁界分布測定をはじめ様々な用途へ利用され始めている。

ユーザーの増加に伴い、センサの高感度化や小形化、測定システムの更なる高精度化・低コスト化などが進

むと期待されるが、PEM はフォトニクスやアンテナ工学などの境界領域であり、新規参入を検討する際に必要な情報を効率的に収集するチャンスが、他の分野に比べて未だ少ないように思う。このような状況に鑑みて、PEM の歴史や基礎、技術動向などについて、各専門家の先生方に執筆をお願いし、本書「光を応用した電磁界計測技術」を発行した。

本書では、第1章にてPEMの歴史的背景を紹介し、第2, 3章ではPEM技術の研究開発の基礎となる光デバイスとアンテナ技術に関して述べ、また、第4章ではシステム化におけるノウハウを、さらに第5章では技術動向を紹介することとした。PEM という新しい境界領域の情報を一望できる内容となっている。

本書がPEM分野のユーザー数の増加や既存技術の改良のきっかけとなり、関連技術の研究がますます活発化し、将来的にICTインフラ等の整備や推進につながることを切に願う。

最後に、本書の発行にあたり、ご執筆を賜りました先生方をはじめ、ご協力いただいた関係者の皆様に心より感謝申し上げます。

執筆者一覧

一條 淳	(5章2節)	株式会社精工技研
今莊 義弘	(5章3節)	スタック電子株式会社
植松 浩司	(5章3節)	スタック電子株式会社
佐々木 愛一郎	(1, 4章)	近畿大学
田上 周路	(5章5節)	高知工科大学
陳 強	(3章)	東北大学
土屋 明久	(5章4節)	神奈川県立産業技術総合研究所
鳥羽 良和	(5章1,2節)	株式会社精工技研
水野 麻弥	(2章)	情報通信研究機構
村田 博司	(2章)	三重大学
森岡 健浩	(5章2節)	産業技術総合研究所
柳澤 幸樹	(5章4節)	株式会社多摩川電子

目次

序文	…	(i)
執筆者一覧	…	(ii)
目次	…	(iii)
第1章 PEM 技術概説	…	1
第2章 PEM 技術のための光デバイスの基礎	…	5
第3章 PEM 技術におけるアンテナの基礎	…	13
第4章 PEM システムの基礎	…	21
第5章 PEM システムの応用と動向		
5-1 LiNbO ₃ を用いた光電界センサと電界計測への応用	…	32
5-2 光電界プローブの校正技術	…	34
5-3 バルク型光電界センサを用いた電界測定と 電界校正への応用	…	36
5-4 光給電 RoF システムとその応用	…	38
5-5 アルカリ金属を利用した光磁界計測システム	…	40

第1章 PEM 技術概説

佐々木 愛一郎 (近畿大学)

1. 光を利用した電磁界計測の歴史

光応用電磁界計測 (Photonics-applied Electromagnetic Measurement; PEM) とは、光を用いて電界・磁界・電波などを計測する技術のことを指す。光は数百 THz 程度の周波数を有する電磁界であるが、その光を使って(光よりも周波数の低い)電磁界を計測するというのが PEM である。そのアイディアの源泉は古く 19 世紀にまで遡ると言われている[1]。

しかし PEM 技術が世界的に広がるきっかけとなったのは、1982 年に Valdmanis らによって提案された電気光学サンプリング (Electro-Optic Sampling; EOS) であろう[2]-[4]。EOS は、短光パルスと電気光学 (Electro-Optic; EO) 結晶を利用し、高周波電界の波形を検出する技術である。Valdmanis らは光技術を利用することで、それまで純電氣的な手法では困難だった超高速現象の計測に成功した。これが端緒となって PEM 技術は米国を中心に広まり、その後 EOS は高速 IC 内部の波形計測に適用された[5]-[6]。また 1990 年代に入ると、自由空間を伝播する THz パルスの波形計測やイメージングにも EOS が応用された[7]-[8]。

このように 20 世紀後半に広まった EOS を中心とする PEM 技術の特徴は、高周波電磁界の検出に EO 結晶と短光パルスを用いることであるが、当時の多くのシステムでは電磁界の発生においても EO 結晶と短光パルスが用いられていた。EO 結晶に短光パルスを照射して電磁界パルスが発生する原理は、光整流 (Optical Rectification) と呼ばれている[9]。また電磁界パルスの発生・検出には EO 結晶だけでなく、GaAs などの光伝導素子 (Photoconductive device) もしばしば用いられている。光伝導素子を利用したサンプリング計測技術は Photo-conductive Sampling (PCS) と呼ばれ、EOS と共に高周波電磁界の波形計測技術としてポピュラーな存在となっている[10]-[13]。

さらに光技術の導入は、電磁界パルスの発生のみならず、ミリ波・サブミリ波帯の CW 電磁波の発生にも有効であることが示された[14]-[15]。これは

Photomixing と呼ばれる方法で、EO 結晶や光伝導素子に 2 つの異なる周波数の連続波 (Continuous Wave; CW) 光を照射し、それらの差周波に相当する CW 電磁波を発生するというものである。光源の波長を変えることで CW 電磁波の周波数をチューニングできるのが、Photomixing の利点である。

EOS を中心とした PEM システムは、大型のチタンサファイアレーザを用いた空間光学系が当初の主流であった。しかし 21 世紀の到来と共に半導体レーザやファイバオプティクスが身近な存在になったため、これらは PEM システムにも自然に導入され、PEM 技術の普及を後押しした[16]。そして PEM 技術の適用領域も広がり、当初の目的だったミリ波や THz 帯などの超高周波計測だけでなく、マイクロ波帯の電磁界を手軽に計測するためのツールとしても PEM 技術が利用された[17]。

EOS を中心とした主流な PEM 技術の特徴としては、短光パルスを用いていることに加え、主に GaAs や ZnTe など閃亜鉛鉱型の半導体 EO 結晶が用いられていること、そして光の偏光変調が利用されていることが挙げられる[18]。閃亜鉛鉱型半導体 EO 結晶は自然複屈折をもたないため、感度安定度の高い PEM システムを構築する上では、LiNbO₃(LN) などの絶縁体 EO 結晶よりも適している。また半導体 EO 結晶は比較的誘電率が低いため、アンテナを使わずに電磁界を計測することが多い超高周波計測においては特に適している。

ミリ波・THz 帯といった超高周波計測以外の用途に目を向けると、PEM 技術の歴史には EOS とは異なる潮流も存在しており、やはり 20 世紀後半からまとまった報告がなされている[19]-[20]。こちらの流派の主目的はアンテナ計測や EMC 試験設備の評価などである。技術的な特徴としては、(ターゲット周波数が主にマイクロ波帯以下であるため) CW 光源が利用されていること、またアンテナと一体化された LN 変調素子が主として利用されていることが挙げられる[21]-[22]。双方の流派の比較を表 1 に示す。

近年では双方の流派の研究者が一体となって PEM 技術のコミュニティをつくり、流派間の境界は薄れて

第1章 PEM 技術概説

表 1 PEM 技術における 2 つの流派の比較.

	流派1	流派2
光源	主にパルス	連続波 (CW)
EO結晶	GaAs, ZnTeなど (電極, アンテナなし)	LiNbO3 (電極, アンテナ付き)
計測タイプ	サンプリング	リアルタイム
測定周波数帯	ミリ波, サブミリ波, THz波	主にマイクロ波帯以下
目的	超高周波計測	アンテナやEMC試験 設備などの評価

いる。また扱う対象も EOS や PCS に限らず、様々な光技術を電磁界計測に応用することが検討されており、PEM 技術は多彩な広がりを見せている[23]–[25].

2. 光を利用した電磁界検出の基本概念

本節では EO 結晶を用いた計測システムを例とし、PEM 技術の基本概念を説明する。EO 結晶を利用した電界計測の概念図を図 1 に示す。光源から出射したプローブ光は EO 結晶に入射し、被測定電界によって位相変調を受ける。つまり EO 結晶内において、被測定電界の情報がプローブ光の位相に刻まれる。被測定電界の情報を担ったプローブ光を検出するにはフォトダイオード(Photodiode; PD)を用いるが、PD が検出できるのは光の位相情報ではなく強度情報であるため、位相変調光は強度変調光に変換された後に PD で検出される。PD は強度変調光に比例した電気信号を出力するが、通常これらは微小信号であるため、フィルタリングや同期検波などの処理を経た後、スペクトラムアナライザやロックインアンプなどで観測される。

図 1 に示すように、EO 結晶に入射する光の強度を $I_{in}(t)$ 、EO 結晶を透過し光信号処理系から出力される光強度を $I_{out}(t)$ とおくと、両者の間には次式が成立する。

$$I_{out}(t) = I_{in}(t)\{\alpha + \beta E(t)\} \quad (1)$$

ここで $E(t)$ は被測定対象(例えば THz 波)の電界である。 α と β は EO 結晶の物性や構造はもとより光信号処理系の構成にも依存する定数である。特に β は計測システムの感度を示す重要な指標であり、 β を最大化す

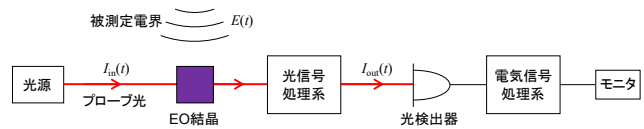


図 1 PEM 技術を利用した電磁界計測の概念.

べく光信号処理系を設計することが、システム構築のポイントとなる[18]. 光信号処理系のバリエーションは多彩であるが、流派 1 で主流の偏光変調型[2]–[8]と流派 2 で主流の干渉計型[19]–[22]に分けて考えることができる。詳細は以降の章や参考文献を参照して頂きたい。

(1)の右辺第二項から分かるように、EO 結晶と光信号処理系の機能は、 $E(t)$ と $I_{in}(t)$ の掛算であるので、ミキサの機能と等価である[16]. したがって局部発振波(Local Oscillator; LO)に相当する $I_{in}(t)$ に短光パルス[2]–[8]や正弦波変調光[14]–[15]を用いることにより、超高周波 $E(t)$ を低周波帯にダウンコンバートすることができる(流派 1). ミキサに相当する EO 結晶と、LO に相当する光波は、純電氣的な技術をはるかに凌駕する広帯域性を有しており、そのことが超高周波計測において PEM 技術が重宝されているゆえんとなっている。

一方で流派 2 のアプリケーションでは、被検出信号 $E(t)$ の周波数がマイクロ波帯以下であることが多く、この場合(1)の第二項を PD で直接検出することができる。したがって周波数ダウンコンバートを行う必要がないので、プローブ光としては短光パルスではなく CW 光が用いられることが多い[19]–[22]. 流派 2 のアプリケーションでは、PEM 技術の広帯域性ではなく別のメリットがいかされており、それについては次節で説明する。

3. PEM のメリットとデメリット

アンテナや電子機器などの近傍の電磁界を計測することを考える。図 2(a)は一般的な純電氣的計測の概念図であるが、複数の問題点を抱えている。まずセンサヘッドに金属のアンテナが使われているため、アンテナで生じる散乱波によって被測定電磁界が乱されるという問題がある。また電波暗室内のアンテナと

第1章 PEM 技術概説

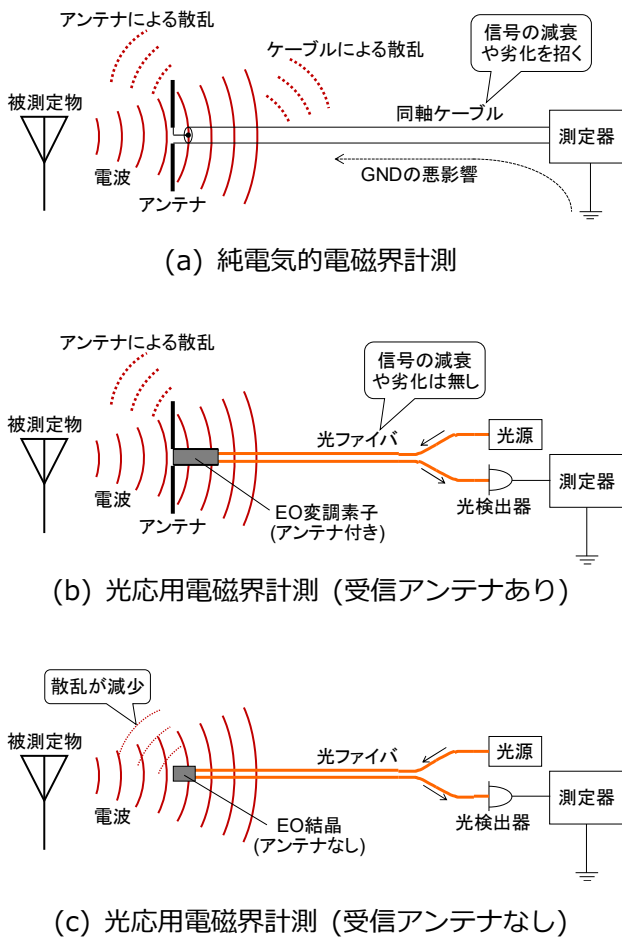


図2 被測定物近傍の電磁界計測。

暗室外の測定器を接続するために、長い同軸ケーブルが必要となる。ケーブル自体が金属であるため、ケーブルによる電波散乱が発生することに加え、長尺ケーブル中を伝わる信号の減衰や波形劣化も無視できない[22]。さらにアンテナとGNDが必然的に短絡されるため、アンテナ特性がGNDの影響を受け、(特にMHz以下の周波数帯では)正しい測定結果が得られない場合がしばしばある[26]。

図2(b)は、典型的なPEMシステムの一例である。同軸ケーブルが光ファイバに置き換えられているため、信号波形の劣化や減衰そしてGNDの悪影響は完全に除去される。またケーブル自体による電磁波の散乱も大幅に軽減される。ただし、EO変調素子に取り付けられたアンテナによる電磁波散乱の影響は残る。またPEM技術全般に共通する課題であるが、純電氣的計測法に比べ現状では感度が劣る。

図2(c)は、アンテナを用いないPEMシステムの一例である。図2(b)のEO変調素子からアンテナを除いた形態となっている。EO結晶にアンテナが搭載されていないため感度は図2(b)のシステムより更に低下するが、センサヘッドでの電磁波散乱を最小限に抑えることができる。また電磁界分布計測やイメージングなどで高い空間分解能が必要とされる場合には、本形態が適している。

4. まとめ

PEMの基本概念と歴史について概説した。PEMは光・マイクロ波・アンテナ・EMC・分光など様々な分野が交錯する豊かな研究分野であり、まだ多くの宝が眠っていると思われる。多くの研究者・技術者にとってPEMは馴染み深い技術ではないかもしれないが、是非ともこの後の章をご参照頂き、PEMにトライしていただきたい。そして新しい応用が現れることを期待している。

参考文献

- [1] 桑原伸夫, “電気光学効果を用いた電磁界センサ,” 信学論(B), vol. J97-B, no.3, pp.235–242, Mar. 2014.
- [2] J.A. Valdmanis, G. Mourou, and C.W. Gabel, “Picosecond electro-optic sampling system,” *Appl. Phys. Lett.*, vol.41, no.3, pp.211–212, Aug. 1982.
- [3] J.A. Valdmanis, G. Mourou, and C.W. Gabel, “Subpicosecond electro-optic sampling,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol.19, no.4, pp.664–667, Jan. 1983.
- [4] J.A. Valdmanis and G. Mourou, “Subpicosecond electro-optic sampling: Principles and applications,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol.22, no.1, pp.69–78, Jan. 1986.
- [5] B.H. Kolner and D.M. Bloom, “Electrooptic sampling in GaAs integrated circuits,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol.22, no.1, pp.79–93, Jan. 1986.
- [6] K.J. Weingarten, M.J.W. Rodwell, and D.M. Bloom, “Picosecond optical sampling of GaAs integrated circuits,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol.24, no.2, pp.198–220, Feb. 1988.
- [7] Q. Wu and X.-C. Zhang, “Free-space electro-optic sampling of terahertz beams,” *Appl. Phys. Lett.*, vol.67, no.24, pp.3523–3525, Dec. 1995.
- [8] Z. Jiang and X.-C. Zhang, “Terahertz imaging via electrooptic effect,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol.47, no.12, pp.2644–2650, Dec. 1999.
- [9] 小川智哉, “結晶物理学,” 裳華房, 1976.

第1章 PEM 技術概説

- [10] P.R. Smith, D.H. Auston, and M.C. Nuss, "Subpicosecond photoconducting dipole antennas," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol.24, no.2, pp. 255–260, Feb. 1988.
- [11] Y. Cai, I. Brener, J. Lopata, J. Wynn, L. Pfeiffer, J.B. Stark, Q. Wu, X.C. Zhang, and J.F. Federici, "Coherent terahertz radiation detection: Direct comparison between free-space electro-optic sampling and antenna detection," *Appl. Phys. Lett.*, vol.73, no.4, pp.444–446, 1998.
- [12] S.-G. Park, M.R. Melloch, and A.M. Weiner, "Comparison of terahertz waveforms measured by electro-optic and photoconductive sampling," *Appl. Phys. Lett.*, vol.73, no.22, pp.3184–3186, 1998.
- [13] D.M. Mittleman, R.H. Jacobsen, and M.C. Nuss, "T-ray imaging," *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol.2, no.3, pp.679–692, Sept. 1996.
- [14] S. Verghese, K.A. McIntosh, and E.R. Brown, "Highly tunable fiber-coupled photomixers with coherent terahertz output power," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol.45, no.8, pp.1301–1309, Aug. 1997.
- [15] A. Nahata and J.T. Yardley, "Free-space electro-optic detection of continuous-wave terahertz radiation," *Appl. Phys. Lett.*, vol.75, pp.2524–2526, 1999.
- [16] A. Sasaki and T. Nagatsuma, "Millimeter-wave imaging using an electrooptic detector as a harmonic mixer," *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol.6, no.5, pp.735–740, Sept./Oct. 2000.
- [17] M. Shinagawa, T. Nagatsuma, K. Ohno, and Y. Jin, "A real-time electro-optic handy probe using a continuous-wave laser," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.50, no.5, pp.1076–1080, Oct. 2001.
- [18] A. Sasaki, A. Furuya, A. Hirata, H. Morimura, and J. Kodate, "Method for systematically designing polarization optics to maximize sensitivity of electrooptic sensors," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol.56, no.09NB01, Sept. 2017.
- [19] M. Kanda and K.D. Masterson, "Optically sensed EM-field probes for pulsed fields," *Proc. IEEE*, vol.80, no.1, pp.209–215, Jan. 1992.
- [20] N. Kuwabara, K. Tajima, R. Kobayashi, and F. Amemiya, "Development and analysis of electric field sensor using LiNbO₃ optical modulator," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.34, no.4, pp.391–396, Nov. 1992.
- [21] M.L. VanBlaricum, "Photonic systems for antenna applications," *IEEE Antennas Propag Mag.*, vol.36, no.5, pp.30–38, Oct. 1994.
- [22] 鳥羽良和, 佐藤正博, 一條淳, 大沢隆二, 生岩量久, "小型等方性光電界センサの開発," 信学論(C), vol.J91-C, no.1, pp.84–92, Jan. 2008.
- [23] 光応用電磁界計測特別研究専門委員会ウェブサイト, <http://www.ieice.org/~pem/>
- [24] 陳強 他, "光応用電磁界計測技術の最新動向論文特集," 信学論(B) vol.J97-B, no.3, pp.233–323, Mar. 2014.
- [25] 黒川悟 他, "光技術を利用した高周波信号計測の最新動向," 2016 信学ソ大, no.BCI-1, pp.123–134, Sept. 2016.
- [26] A. Sasaki and M. Shinagawa, "Principle and application of a sensitive handy electrooptic probe for sub-100-MHz frequency range signal measurements," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.57, no.5, pp.1005–1013, May 2008.

第2章 PEM 技術のための光デバイスの基礎

村田 博司 (三重大学)

水野 麻弥 (情報通信研究機構)

1. まえがき

光技術を応用した電磁界計測は、アンテナ・プローブと金属ケーブルを用いた計測に比べて、測定対象電磁界の擾乱を大きく低減することが可能である。また、最近のフォトニクス技術・ファイバーオプティクス技術の目覚ましい進歩により、高安定・高性能なレーザー光源、光ファイバー増幅器、光変調器、光フィルターやフォトディテクタが開発されており、これらを例えば図 1 のように組み合わせて使用することで、高精度・高安定な電磁界計測が可能となった。そのため、近年、高周波化・高密度化が進んでいる電磁界環境を正確に評価・計測する技術として、その有効性が一層高まりつつある[1]–[5]。

光応用電磁界計測においては、電磁界信号を光信号に変換する「光電界センサ」がキーデバイスである。これまでに、種々のタイプの光電界センサが開発されているが、高速性や広帯域性、安定性、信頼性の観点から 1 次電気光学効果（ポッケルス効果）を用いたものが主流となっている[4], [6], [7]。また、その大きさは数 mm~cm と小型で軽量であり、さらに、信号を光ファイバーで伝送できることや、狭いスペースにセンサを設置可能というメリットもあり、様々な応用が期待されている。

本章では、光応用電磁界計測の基本である種々の光学効果や光学材料等について簡単に紹介した後、1 次電気光学効果と光電界センサの基礎について述べる。電気光学効果は、通常、屈折率楕円体を用いて記述されるため[8]–[11]、その物理的意味と、得られる屈折率変化・位相変化について詳述する。

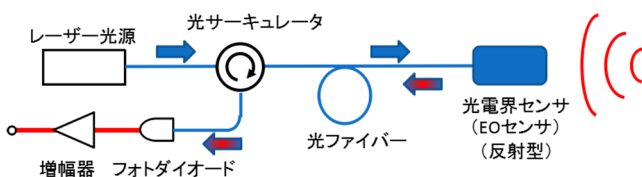


図 1 電界測定システムの構成例。

2. 種々の光学効果

電磁界測定に用いるセンサには、以下のような光学効果を示す光学材料が使用される。

- ・電気光学効果：電界による屈折率変化
- ・磁気光学効果：磁界による屈折率変化
- ・電界吸収効果：電界による吸収係数変化
- ・光伝導効果：光による伝導電子の増加

図 2 に電界センサのモデルを示す。これらの効果を持つ光学材料からなるセンサに光を入力すると、測定対象の電磁界の大きさ等に応じて材料の光学特性が変化する。したがって、出力光の強度や位相の変化量を観測することで電磁界を計測することができる。

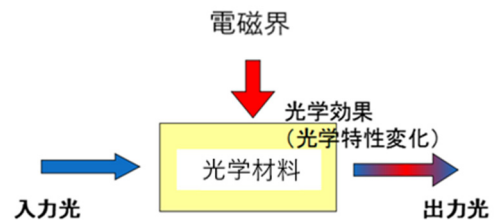


図 2 電界センサのモデル。

電界光学効果および磁気光学効果は、外部電界あるいは磁界によって光学材料に屈折率変化が生じる効果であり、電界（クーロン力）、または、磁界（スピン軌道相互作用やローレンツ力）による電荷の空間的分布の偏り（電気分極）が深く関わっている。その光学材料の電気分極のしやすさ（電気感受率等）はテンソルで表され、入力光と測定対象の電磁界、出力光の方向に依存する。つまり、実効的な電気感受率が大きい材料や電磁界の入力方向の選択が重要となる。

3. センサ用の光学材料

光電界センサでは、ある程度の大きさの高品質な結晶が安価に安定して得られるという点から、無機光学結晶が主に用いられている。代表的な無機結晶としては、LiNbO₃や ZnTe があり、これらについては、後の節で詳細に述べる。大きな電気光学定数を示す有機

第2章 PEM技術のための光デバイスの基礎

光学材料や有機光学結晶についても、近年では研究開発が再活性化している。

有機材料では、超分極率の大きなEO分子をポリマーなどのホスト材料中に分散し、かつ、電場配向処理を行ったものについて、センサ応用の検討が進んでいる。これに対して有機結晶は、as grownであっても分子密度と配向度が高く、大きな電気光学定数が得られるために、センサへの使用が検討されている。代表的なものとしては、DAST結晶がある。DAST結晶は、近年、熱処理による結晶性の向上や、各種コーティングの可能性が報告されており、センサへの実用化が可能な有機材料へと進化しつつある。その他にも、単結晶薄膜としてOH1が有望であることなどが示されている[12]。ここでは高い磁気光学特性を示す材料について詳しくは述べないが、固体材料では磁性ガーネット系が広く知られている。基本はイットリウム鉄ガーネット(略称: YIG)であるが、Yの一部を希土類元素のBiやCeで置換したBi: YIGやCe: YIGでは磁気光学効果が大きくなることが報告されている[13]。光応用電界計測では、これらの材料から適切なものを用途に合わせて選択している。

4. 電気光学効果

先にも述べたように、電気光学効果は、「光学材料の屈折率が外部から印加された電界によって変化する現象」である。電気光学効果の研究の歴史は古く、その発見はレーザが発明される遥か以前の19世紀後半まで遡る[14]。印加電界によって誘起される屈折率変化が電界に比例するものを1次電気光学効果、あるいは発見者の名前を冠してポッケルス(Pockels)効果と呼ぶ。屈折率変化が電界の2乗に比例するのは2次電気光学効果、あるいはカー(Kerr)効果と呼ばれる。これら2種の電気光学効果は、それぞれ、2次および3次の非線形光学効果の特別な場合と考えることができる。

通常、2次非線形光学効果は、光学材料中に生じる2次の非線形分極($P^{(2)} = \epsilon_0 \chi^{(2)} EE$)によって3つの光波の間に結合が生じる現象(3光波混合(例えば、SHG, 光和周波・差周波発生等))を指す。この2次

の非線形分極を生じさせる2つの電界のうちで、1つが光波電界、もう1つが計測対象電界となる場合が1次電気光学効果である。3次非線形光学効果($P^{(3)} = \epsilon_0 \chi^{(3)} EEE$)と2次電気光学効果の関係も同様で、3次非線形分極における3つの電界において、1つが光電界、2つが計測対象電界となる場合である。

電気光学効果は、光学材料の基本結晶格子・分子の対称性と密接に関係している。1次電気光学効果は、中心対称性を持たない光学材料においてのみ生じる。一方、2次電気光学効果は、すべての光学材料において生じる。換言すると、中心対称性を持たない光学材料(異方性光学結晶等)においては、1次電気光学効果が支配的である。一方、中心対称性を持つ光学材料(多くの等方性結晶、非晶質、液体等)では2次電気光学効果が支配的である。(ZnTeやGaAsのように等方性であっても中心対称性を持たない結晶では、1次電気光学効果が支配的となるので注意されたい。)電気光学効果の有用性が広く理解されるようになってきたのは、レーザが発明された1960年以降である。現在では、長距離光ファイバー通信向けの高速光変調デバイス[15]や、光信号処理・光シャッターや光応用電磁界計測に広く使われるようになっている。

5. 屈折率楕円体

屈折率楕円体とは、光学結晶中において、光波の伝搬方向に対する固有偏光の方向と位相速度(屈折率)の関係を図示したものがある。屈折率楕円体の例を図3に示す。これは、光学結晶の主軸方向に対する屈折率 n_x, n_y, n_z を用いて、次式で表される。

$$\frac{x^2}{n_x^2} + \frac{y^2}{n_y^2} + \frac{z^2}{n_z^2} = 1 \quad (1)$$

等方性結晶では光波の伝搬方向によらず屈折率は一定($n_x = n_y = n_z$)であるので、屈折率楕円体は球となる。一方、一軸性光学結晶($n_x = n_y \neq n_z$)では、屈折率楕円体は回転楕円体であり、二軸性光学結晶($n_x \neq n_y \neq n_z$)では一般的な楕円体である。異方性光学結晶中において、光波をある方向に伝搬させると、一般に光波電界の振動方向によって伝搬特性が変わり、複屈折を示す。これは、ある伝搬方向に対して、直交する

第2章 PEM 技術のための光デバイスの基礎

2つの固有偏光状態が存在して、固有偏光によって屈折角やエネルギー伝搬方向が異なるためである。異方性結晶を通して像や文字等を見ると2重に見えることがあるのは複屈折の端的な例である。

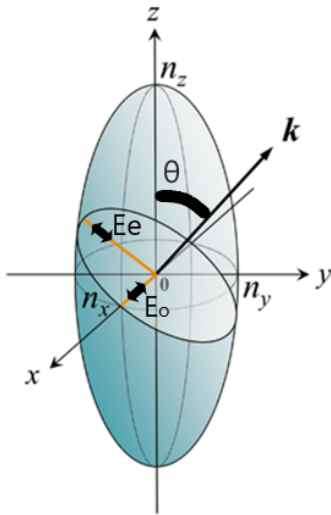


図3 屈折率楕円体の例(一軸性光学結晶)。

異方性結晶においては、複屈折が完全に解消して、見かけ上、等方性結晶と同じように振る舞う伝搬方向が存在する。この伝搬方向のことを「光学軸」と呼ぶ。一軸性光学結晶では光学軸は1つであるが、二軸性光学結晶では2つの光学軸が存在する。一軸性光学結晶よりも結晶の対称性が低い二軸性結晶の方が等方的に見える方向が多いことは興味深い。屈折率楕円体の物理的意味としては、結晶中の光周波数帯での電磁氣的エネルギーの偏りと考えることができる。

一般に、任意の結晶中をある方向に伝搬する光波に対して、直交する2つの固有偏光状態が必ず存在する。この固有偏光の方向(電界ベクトルの方向)は、結晶の屈折率楕円体と光波の伝搬方向から幾何学的に求めることができる。また、結晶中に誘起される電気分極が大きくなる光波伝搬方向や電界の方向を求めることもできる。

6. 電気光学テンソル

電気光学効果による屈折率変化は、屈折率楕円体を用いて表されるのが常套である。これは、電気光学効

果が生じると、結晶の異方性が変化する(あるいは、異方性が生じる)ためである。

一般に、電気光学効果が生じると、(1)の屈折率楕円体が(わずかに)変化する。1次電気光学効果を持つ光学結晶に電界(E_x, E_y, E_z)を印加したときの屈折率楕円体は、一般に、次式のように書くことができる。

$$a_{11}x^2 + a_{22}y^2 + a_{33}z^2 + 2a_{23}yz + 2a_{31}zx + 2a_{12}xy = 1 \quad (2)$$

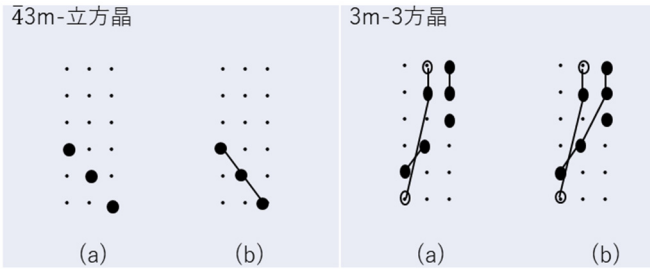
この式の係数($a_{11}, a_{22}, a_{33}, a_{23}, a_{31}, a_{12}$)と、(1)における主軸方向の屈折率(n_x, n_y, n_z)を用いて、電気光学効果を表す係数(電気光学係数)を定義することができる。電気光学係数は、「光学結晶の方向」と「光波の電界の方向」および計測対象である「結晶に印加される電界の方向」の3つの方向に依存する物理量であるため、テンソルで表される。1次電気光学効果を表す「1次電気光学テンソル(r_{ij}) ($i = 1 \sim 6, j = 1 \sim 3$)」は、印加電界ベクトル(E_x, E_y, E_z)と(1)の主軸方向屈折率、および(2)の係数を用いて、次式のように定義される。

$$\begin{bmatrix} a_{11} - \frac{1}{n_x^2} \\ a_{22} - \frac{1}{n_y^2} \\ a_{33} - \frac{1}{n_z^2} \\ a_{23} \\ a_{31} \\ a_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \\ r_{41} & r_{42} & r_{43} \\ r_{51} & r_{52} & r_{53} \\ r_{61} & r_{62} & r_{63} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{bmatrix} \quad (3)$$

1次電気光学テンソルは3階テンソルであり、 $r_{11} \sim r_{63}$ の18個の成分(電気光学係数)を持つが、通常用いられる一軸性結晶や等方性結晶等では一定の対称性があるために、図4に示すように多くの成分がゼロとなる。また、幾つかの成分は、同じ値や大きさが同じで逆符号の値を持つことがあるために、独立な成分の数は少ない(数個程度)ことが多い。

例として、 LiNbO_3 や LiTaO_3 に代表される三方晶・点群 $3m$ の光学結晶の1次電気光学テンソルを(4)に示す。テンソルの半数以上の成分がゼロであり、独立なものは、 $r_{13}, r_{22}, r_{33}, r_{51}$ の4つであることがわかる。

第2章 PEM 技術のための光デバイスの基礎



(a) 結晶の対称性のみ (b) Kleinmanの対称性も考慮
●● 等しい要素 ○反対称 (逆符号) ・ゼロ

図4 代表的な結晶系における電気光学テンソル。

$$(r_{ij}) = \begin{pmatrix} 0 & -r_{22} & r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{13} \\ 0 & 0 & r_{33} \\ 0 & r_{51} & 0 \\ r_{51} & 0 & 0 \\ -r_{22} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4)$$

また, ZnTe や GaAs に代表される立方晶・点群 $\bar{4}3m$ の光学結晶の1次電気光学テンソルを(5)に示す。この場合は, ほとんどの成分がゼロで, r_{41} のみが独立な成分である。

$$(r_{ij}) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ r_{41} & 0 & 0 \\ 0 & r_{41} & 0 \\ 0 & 0 & r_{41} \end{pmatrix} \quad (5)$$

代表的な電気光学結晶LiNbO₃[16]とZnTe[7]の諸特性を表1と表2に示す。1次電気光学テンソルが結晶によって異なるので, 次の節でこの2つの結晶について, 1次電気光学効果によって誘起される屈折率変化の詳細を述べる。

表1 電気光学結晶LiNbO₃(congruent)の特性[16]

晶系/点群	三方晶/3m (一軸性光学結晶)
屈折率	$n_o = 2.2868$ ($\lambda = 633$ nm) $n_e = 2.2028$ ($\lambda = 633$ nm)
電気光学係数	$r_{13} = 8.6$ pm/V $r_{33} = 30$ pm/V $r_{22} = 3.4$ pm/V $r_{51} = 28$ pm/V
比誘電率	$\epsilon_{11} = 48$ $\epsilon_{33} = 28$

表2 電気光学結晶ZnTeの特性[7]

晶系/点群	立方晶/ $\bar{4}3m$ (等軸性光学結晶)
屈折率	$n = 2.984$ ($\lambda = 633$ nm)
電気光学係数	$r_{41} = 4.3$ pm/V
比誘電率	$\epsilon_r = 10.1$

7. 電気光学効果による屈折率変化

7.1 LiNbO₃

例としてLiNbO₃結晶のc軸方向(z方向)に電界を印加した場合($E_x = E_y = 0$)を考えると, (3)および(4)から図5のような関係が与えられる。

$$a_{11} = \frac{1}{n_x^2} + r_{13}E_z$$

$$a_{22} = \frac{1}{n_y^2} + r_{13}E_z$$

$$a_{33} = \frac{1}{n_z^2} + r_{33}E_z$$

$$a_{11} = a_{31} = a_{12} = 0$$

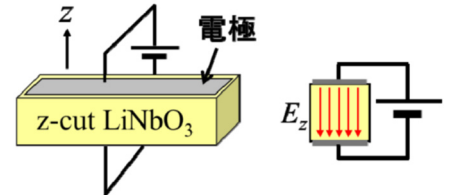


図5 LiNbO₃における屈折率変化の例。

またLiNbO₃は一軸性光学結晶であり, $n_x = n_y = n_o$ (常光線屈折率), $n_z = n_e$ (異常光線屈折率)と表す。したがって, このときの屈折率楕円体は次式となる。

$$\left(\frac{1}{n_o^2} + r_{13}E_z\right)x^2 + \left(\frac{1}{n_o^2} + r_{13}E_z\right)y^2 + \left(\frac{1}{n_e^2} + r_{33}E_z\right)z^2 = 1 \quad (6)$$

表1に示したように, LiNbO₃の電気光学係数は, 最大でも30pm/V程度である。また, LiNbO₃結晶に印加することができる電界強度は10⁶V/mのオーダーである(自発分極の反転が生じる分極反転抗電界が約22kV/mm[17])である。つまり, 電気光学効果による屈折率楕円体の変化はたかだか $r_{ij}E_z \sim 10^{-5}$ である。電気光学効果によって変化した屈折率楕円体の詳細を知るために, (6)式左辺の x^2, y^2, z^2 の項の各係数を新たに $1/(n'_o)^2, 1/(n'_o)^2, 1/(n'_e)^2$ と定める。1次近似を用いると, 次式が得られる。

第2章 PEM 技術のための光デバイスの基礎

$$n'_o = \left(\frac{1}{n_o^2} + r_{13} E_z \right)^{-1/2}$$

$$= n_o (1 + n_o^2 r_{13} E_z)^{-1/2} \cong n_o - \frac{1}{2} n_o^3 r_{13} E_z \quad (7)$$

$$n'_e = \left(\frac{1}{n_e^2} + r_{33} E_z \right)^{-1/2}$$

$$= n_e (1 + n_e^2 r_{33} E_z)^{-1/2} \cong n_e - \frac{1}{2} n_e^3 r_{33} E_z \quad (8)$$

(6)~(8)より, 常光線屈折率, 異常光線屈折率が印加電界によって変化することがわかる. また, 主軸の方向は変化しない. このときの屈折率変化量は,

$$\Delta n_o = -\frac{1}{2} n_o^3 r_{13} E_z \quad (9)$$

$$\Delta n_e = -\frac{1}{2} n_e^3 r_{33} E_z \quad (10)$$

となる. 屈折率変化の大きさは, 印加電界と電気光学係数に比例し, 屈折率の3乗にも比例する. LiNbO₃は自発分極を持つ結晶であり, 結晶に極性がある. この極性(自発分極の方向)によって屈折率変化の符号が変わる. 近年, この自発分極の方向を任意に反転させる技術が開発され, 非線形光波長変換デバイスに広く用いられている[17]. 電気光学効果を利用するデバイスに分極反転技術を用いると, 屈折率変化の符号を自在に調節することができる. 最新の高速度光変調デバイスや光電界センサに応用されている[18].

7.2 ZnTe

次に, ZnTe 結晶の(001)面に垂直な方向(z方向)に電界を印加した場合 ($E_x = E_y = 0$) を考える. (3)と(5)より, 次式が得られる.

$$a_{11} = a_{22} = a_{33} = a_{23} = a_{31} = 0$$

$$a_{12} = r_{41} E_z$$

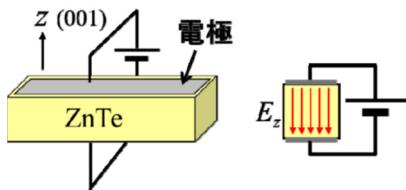


図6 ZnTeにおける屈折率変化の例.

また ZnTe は等軸性光学結晶であり, $n_x = n_y = n_z = n$ であるため, 屈折率楕円体は次式となる.

$$\frac{x^2}{n^2} + \frac{y^2}{n^2} + \frac{z^2}{n^2} + 2r_{41} E_z xy = 1 \quad (11)$$

この場合は, 電気光学効果によって屈折率楕円体の主軸が回転する. 新たな主軸系(x', y', z')は, もとの主軸系(x, y, z)をz軸を中心として45度回転させたものとなる. つまり, $(x', y', z') = (x/\sqrt{2} + y/\sqrt{2}, -x/\sqrt{2} + y/\sqrt{2}, z)$ である. 2つの主軸系の関係を(11)に代入することで, 新たな主軸系における屈折率楕円体が次式のように求められる.

$$\left(\frac{1}{n^2} + r_{41} E_z \right) (x')^2 + \left(\frac{1}{n^2} - r_{41} E_z \right) (y')^2 + \frac{(z')^2}{n^2} = 1 \quad (12)$$

7.1での議論と同様に(12)の左辺の $(x')^2$, $(y')^2$, $(z')^2$ の項の各係数を新たに $1/(n_x')^2$, $1/(n_y')^2$, $1/(n_z')^2$ と定め, 1次近似を用いることにより次式が得られる.

$$n_{x'} = \left(\frac{1}{n^2} + r_{41} E_z \right)^{-1/2} = n (1 + n^2 r_{41} E_z)^{-1/2}$$

$$\cong n - \frac{1}{2} n^3 r_{41} E_z \quad (13)$$

$$n_{y'} = \left(\frac{1}{n^2} - r_{41} E_z \right)^{-1/2} = n (1 - n^2 r_{41} E_z)^{-1/2}$$

$$\cong n + \frac{1}{2} n^3 r_{41} E_z \quad (14)$$

$$n_{z'} = n \quad (15)$$

この場合も, 屈折率の変化量は, 印加電界と電気光学係数に比例し, また, 屈折率の3乗にも比例する. なお, 印加電界の方向(z方向)の屈折率は変化しない.

$$\Delta n_{x'} = -\frac{1}{2} n^3 r_{41} E_z \quad (16)$$

$$\Delta n_{y'} = +\frac{1}{2} n^3 r_{41} E_z \quad (17)$$

$$\Delta n_{z'} = 0 \quad (18)$$

第2章 PEM 技術のための光デバイスの基礎

8. 電気光学効果を用いた光電界センサ

電気光学効果を用いた光電界センサとしては、種々の構成・方式がある。センシングのための光波の伝搬方向と、電気光学効果を駆動する電界の方向が同じである構成を縦型センサ、両者が直交する構成を横型センサと呼ぶことがある（図7）。一般に横型の方が高感度化や高周波化に適している。光デバイスとしての観点からは、光ビームを用いるバルク型センサ（図8）と光導波路を用いる導波路型センサ（図9）に大別することができる。導波路型のは光の回折による制約を受けず、また、光変調用電極やアンテナを設けることで高感度化を図りやすい。近年では、光ファイバー通信システム研究で開発された高性能な光ファイバー光学部品（光増幅器、サーキュレーター、カップラ等）を用いたセンシングの高度化が進んでいる。光電界センサの光源としては、CW レーザ光を用いるものとパルスレーザ光を用いるものがある。前者は広帯域な電気信号を高精度に計測する場合に適している。一方、後者は、EO サンプルング計測とも呼ばれ、超短パルスモード同期レーザ（パルス幅 数 ps 以下、パルス繰り返し～100MHz）を用いることで高速なサンプリング測定が可能である。以下では、CW レーザ光を用いた横型の構成の光電界センサについて考える。

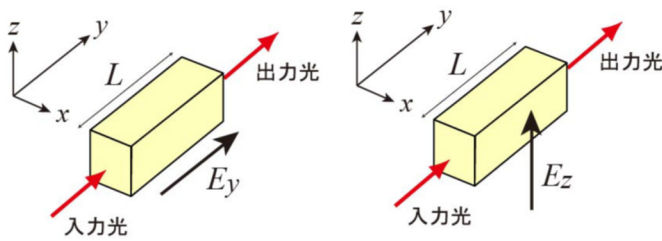


図7 光電界センサの構成(縦型と横型).

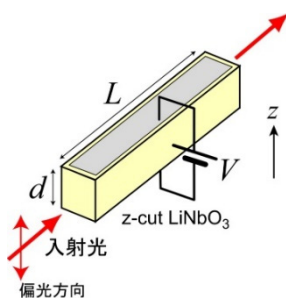


図8 LiNbO₃を用いたバルク型センサ.

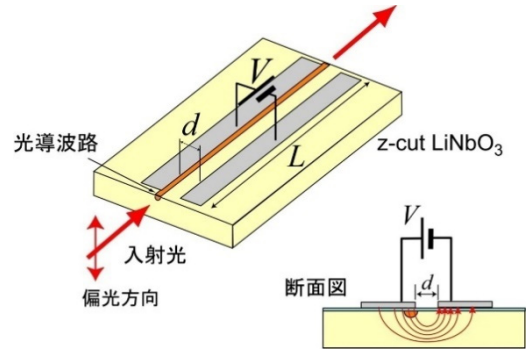


図9 LiNbO₃を用いた導波路型センサ.

9. 光電界センサにおける光位相変化

光電界センサ中を伝搬する光波は、電気光学効果による屈折率変化を受ける。この屈折率変化が累積されて、センサからの出力光の位相が変わる。光波の伝搬方向をy方向とすると、出力光の電気光学効果による位相変化量 $\Delta\phi$ は、次式のように書ける。

$$\Delta\phi = \int k\Delta n \, dy = \frac{\pi}{\lambda} n^3 r_{ij} E_j L \Gamma \quad (19)$$

ここで、 k 、 λ は、それぞれ真空中における光波の波数と波長、 L はセンサの実効長、 Γ は結晶中の光波伝搬方向に垂直な断面 (x - z 面) における光波の分布と屈折率変化の重なりで決まる定数 (重なり積分) である。結晶に印加される電界が直流ではなく、RF 電界である場合には、出力光の位相が RF 電界により変調される (RF 位相変調を受ける) ことになる。光波がセンサ中を通過する時間内における RF 電界の時間変化が無視できる場合には、得られる位相変化量は、

$$\begin{aligned} \Delta\phi^{\text{RF}} &= \int k\Delta n \, dy = \frac{\pi}{\lambda} n^3 r_{ij} E_{j0} L \Gamma \sin(2\pi f_{\text{RF}} t) \\ &= \Delta\phi_0 \sin(2\pi f_{\text{RF}} t) \end{aligned} \quad (20)$$

となる。ここで、 E_{j0} は結晶内における RF 電界の振幅、 f_{RF} は RF 電界の周波数、 $\Delta\phi_0$ は光の位相変調指数 (位相変調深さ) である。センサへの入力光が光周波数 $\nu = c/\lambda$ の単一スペクトル光のときには、出力光の電界は次式のようになる。

$$\begin{aligned} E_{\text{out}}(t) &= E_0 \exp[j\{2\pi\nu t + \Delta\phi_0 \sin(2\pi f_{\text{RF}} t)\}] \\ &= E_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\Delta\phi_0) \exp[j2\pi(\nu + n f_{\text{RF}})t] \end{aligned} \quad (21)$$

第2章 PEM 技術のための光デバイスの基礎

ここで、 J_n は n 次のベッセル関数である。位相変調により、理論上は無数個の変調サイドバンドが生じるが、通常の光電界計測では位相変調深さが小さく ($\Delta\phi_0 \ll 1$)、観測される変調サイドバンドは ± 1 次のみであることが多い。ここで注意すべきことは、光波がセンサ中を通過する時間（光波走行時間 τ と呼ばれる）である。例えば、z-cut LiNbO₃ を用いた実効長 $L = 15\text{mm}$ のセンサの場合、 $\tau = n_e L/c \sim 100\text{ps}$ である。したがって、測定対象電界の周波数が 1GHz 以下の場合には特に問題は生じないが、数 GHz 以上の場合には極性補償等の工夫が必要となる。センサの実効長を短縮すれば走行時間も短くなり、この問題は回避できるが、感度が低下する。あるいは、電極構造を工夫して、進行波型線路構造の電極とする方法も有効である。

このような位相変化は、光ファイバー通信などにおいて電気信号を光信号に変換する光通信基盤技術としても応用されている。例えば光強度変調器においては、図 10 のようなマツハ・ツェンダー (MZ) 干渉計と同じ機能を持つ光導波路などを用いて、入射光を 2 つに分波したのち、それぞれの光波に逆符号の位相変調を行い (プッシュ・プル型変調と呼ばれることがある)、再び合波して干渉させることで強度変調を行っている。

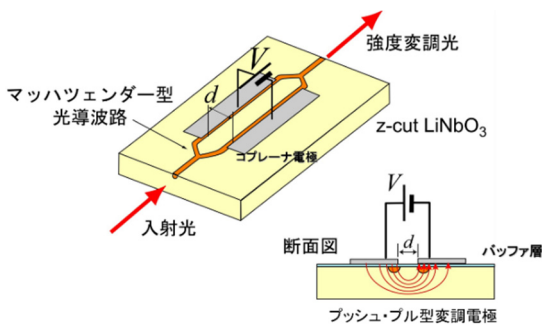


図 10 マツハ・ツェンダー干渉計構造導波路.

センサとしての感度を高めるためにアンテナを用いたタイプの光電界センサも報告されている [19],[20]. アンテナと光変調器とを組み合わせただけのものや、平面型アンテナを光変調器と同じ基板上に作製・集積化した「アンテナ集積光変調デバイス」、さ

らにはアンテナの内部に光変調器を組み込んで融合させたデバイスも提案されている [20]. 詳細については次章で述べるが、アンテナを用いた場合には、通常、アンテナの周波数特性で光電界センサの周波数特性が決まる。アンテナに金属を用いている場合には、一般に、金属による電磁界の擾乱が生じる。擾乱の影響を信号処理等で除去することもできるが、注意が必要である。

10. まとめ

本章では、光応用電磁界計測の基本である 1 次電気光学効果と光電界センサの基礎を中心に述べた。

周波数や用途に合わせて光学材料を選択して、実効的な電気光学係数が大きくなる方向に電磁界が印加される構成を用いることで、高感度な光電界センサを得ることができる。

次章では、さらに感度を高めるためにアンテナを用いるタイプの光電界センサについて解説する。

参考文献

- [1] 永妻忠夫, “マイクロ波フォトニック計測技術の最近の進展”, 電子情報通信学会誌, vol.83, pp.600–603, 2000.
- [2] C. H. Lee ed. “Microwave Photonics,” CRC Press, 2007.
- [3] A. Sasaki and T. Nagatsuma, “Millimeter-wave imaging using an electrooptic detector as a harmonic mixer,” *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol.6, no.5, pp.735–740, Sept./Oct. 2000.
- [4] H. Togo, A. Sasaki, A. Hirata, and T. Nagatsuma, “Characterization of Millimeter-wave antenna using photonic measurement techniques,” *Int. J. RF & Microwave Computer-Aided Eng.*, vol.14, no.3, pp.290–297, May 2004.
- [5] D.-J. Lee, J.-Y. Kwon, N.-W. Kang, J.-G. Lee, and J.F. Whitaker, “Vector-stabilized reactive-near-field imaging system,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.60, no.7, pp.2702–2708, Jul. 2011.
- [6] L. Duvillaret, S. Riolland, and J.-L. Coutaz, “Electro-optic sensors for electric field measurements. I. Theoretical comparison among different modulation techniques,” *J. Opt. Soc. Am. B*, vol.19, no.11, pp.2692–2703, 2002.
- [7] L. Duvillaret, S. Riolland, and J.-L. Coutaz, “Electro-optic sensors for electric field measurements. II. Choice of the crystals and complete optimization of their

第2章 PEM 技術のための光デバイスの基礎

- orientation," *J. Opt. Soc. Am. B*, vol.19, no.11, pp.2704–2715, 2002.
- [8] 宮澤信太郎, "光学結晶", 培風館, 1995.
- [9] レーザ学会編, "レーザハンドブック 第2版", 第三編, 第9章 "1 次の電気光学効果とフォトリフラクティブ効果", pp.126–141, オーム社, 2005.
- [10] 小山次郎, 西原浩, "光波電子工学", コロナ社, 1978.
- [11] 西原浩, 春名正光, 栖原敏明, "光集積回路", オーム社, 1993.
- [12] 内田裕久, "光応用計測に向けた実用可能な有機非線形光学結晶の技術開発", PEM2018-14, 2019.
- [13] M. Gomi, S. Satoh, and M. Abe, "Giant Faraday rotation of Ce-substituted YIG films epitaxially grown by RF sputtering," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol.27, L1536–L1538, 1988.
- [14] J. Valasek, "Properties of Rochelle Salt Related to the Piezoelectric Effect," *Phys. Rev.*, vol.20, no.6, pp.639–664, 1922.
- [15] T. Kawanishi, T. Sakamoto, and M. Izutsu, "High-speed control of lightwave amplitude, phase, and frequency by use of electro-optic effect," *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol.13, no.1, pp.79–91, 2007.
- [16] K. K. Wong, "Properties of Lithium Niobate," ch. 8, pp.115–182, IEE, 2002.
- [17] 宮澤信太郎, 栗村直 編, "分極反転デバイスの基礎と応用", オプトロニクス社, 2005.
- [18] 村田博司, "分極反転電気光学変調器", オプトロニクス, vol.30, no.351, pp.112–117, 2011.
- [19] H. Murata, R. Miyanaka, and Y. Okamura, "Wireless space-division-multiplexed signal discrimination device using electro-optic modulator with antenna-coupled electrodes and polarization-reversed structures," *Int. J. Microwaves & Wireless Technol.*, vol.4, no.3, pp.399–405, 2012.
- [20] Y. N. Wijayanto, H. Murata, and Y. Okamura, "Electro-optic microwave-lightwave converters utilizing a quasi-phase matching array of patch antennas with a gap," *Electron. Lett.*, vol.48, no.1, pp.36–38, 2012.

第3章 PEM 技術におけるアンテナの基礎

陳 強 (東北大学)

1. まえがき

電子機器の動作周波数の向上及び基板パッケージングの高密度化が進み、不要電磁波の発生や電子機器間に発生する電磁干渉のメカニズムが複雑化となり、その解析と抑制の対策が求められている。電子機器からの放射電磁界、特に近傍界を正確に測定することにより、不要電磁波の発生源を割り出し、発生メカニズムを明らかにすることが、これらの電磁干渉問題を解決するために重要な手法であり、正確な電磁界の測定技術の確立が重要である。一方、電磁界の測定、特に近傍界を測定する場合は、プローブとして使用されるアンテナと被測定の電子機器間の電磁的相互結合により、被測定の電磁界分布はアンテナやアンテナと接続するメタルケーブルなどの電磁波散乱の影響を受けて乱されてしまう問題点がある(図 1)。

そこで、光技術を用いた電磁界測定法が研究されている[1]-[2]。光技術を用いた電磁界測定法のなかで、LiNbO₃ のような電気光学効果を持つ結晶を利用した電磁界の測定法は、直流からテラヘルツ波までの広帯域応答特性や、光ファイバを用いた信号伝送による低い伝送損失性、被測定電磁界分布に対する低い擾乱性などの優れた特性を有するため、注目されている[3]。電気光学効果を利用したセンサは、図 2 のようにアンテナで電磁界を検出した後電気信号を光信号に変換し、光ファイバで測定器に伝送する。光ファイバは伝送損失が小さく、電磁界の擾乱性が低いが、アンテナは導体のため、電磁界を擾乱し、測定精度を劣化する要因となっている。また、物理的に小形なアンテナをプローブとして使用することにより、高い位置分解能を得ることができる。そのため、製品化されている電気光学効果を利用した電磁界センサの多くは、物理的にも波長的にも小形アンテナが使用されており、場合によっては、結晶そのものをアンテナとして使用するケースもある[4]-[14]。しかしながら、アンテナが小形になると、利得と感度が低下してしまう。特に近傍界の測定は、電磁界の広いダイナミックレンジの測定を要求されることが多く、センサの高感度化が

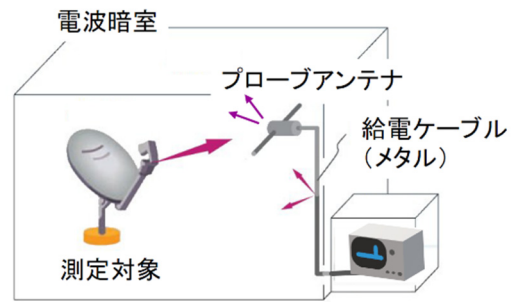


図 1 被測定電磁界への擾乱のイメージ。

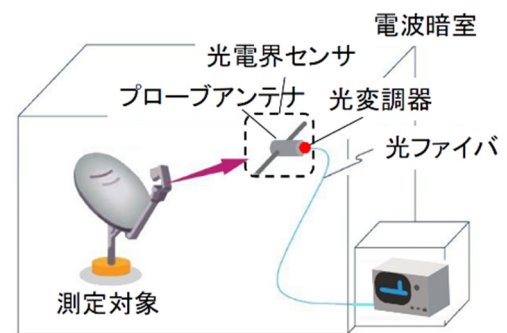


図 2 光技術を用いた電磁界測定イメージ。

求められている[15]。

そこで本章では、まずアンテナの電氣的サイズとアンテナ利得、帯域との関係を説明する。また、電気光学効果を利用した電磁界センサにおけるアンテナの利得(感度)を最大化する設計手法を示し、実例により電界成分を測定できる線状ダイポールアンテナの高感度化の設計法を解説する。

2. アンテナ小形化の理論的境界

理論的には、アンテナは電磁波を効率よく送信したり、受信したりするために、波長程度のサイズが必要である。一方、応用の面からアンテナの小形化がしばしば求められており、アンテナの設計者に対し、アンテナを波長の 1/10 以下または 1/100 以下の「端子」に小形化してほしいとの要求を押し付けられることがある。しかしながら、アンテナが小形になればなるほど、アンテナのいずれかの電気性能が劣化してしまう。アンテナの性能を劣化せず、アンテナの小形化が

第3章 PEM 技術におけるアンテナの基礎

理論的に不可能である。アンテナの小形化によりどの性能が劣化するかをよく理解し、そして、一部の性能を犠牲にすることによりシステム全体にとって重要な性能を劣化せずアンテナを小形化するアンテナの設計手法を理解することがアンテナの設計者にとって重要である。

アンテナの小形化の研究は、古くから多くの研究者により盛んに行われており、いまでも多くの研究論文が発表されている。アンテナの小形化の理論的境界は1948年にChuにより示されている[16]。Chuは球面座標系で展開される電磁界表現を基に小形アンテナの下限の Q 値について議論を行なった。アンテナの Q 値は放射電力 P とアンテナ周辺の蓄積電磁エネルギー W の比として、以下のように定義される。

$$Q = \omega \frac{W}{P} \quad (1)$$

この定義によれば、アンテナの周辺に蓄積される電磁エネルギーに対し、放射電力が大きいほうが Q 値が低いということになる。Chuはアンテナのサイズと下限の Q 値の関係について定式化はしていないが、微小ダイポールのようなオムニ指向性を持つアンテナが完全にインピーダンス整合される場合は、アンテナを取り囲む最小の球の半径を a 、波数を k として、アンテナの周波数帯域幅がおよそ $(ka)^3$ に比例することを示した。その後、HansenやMcLeanはChuの研究を発展し、アンテナの電気的サイズと下限の Q 値について

$$Q \approx \frac{1 + 2(ka)^2}{(ka)^3 [1 + (ka)^2]} \quad (2)$$

を示した。またCollinとRothschildは以下のように簡単な下限の Q 値の式を導出している[19]。

$$Q \approx \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \quad (3)$$

(2)と(3)は形式上多少異なるが、小形アンテナ($ka < 1$)の場合にはほぼ一致する。さらにHansenは、放射効率を低下することにより Q 値を下げるのが可能なため、アンテナの放射性能を評価するためには Q

値を放射効率 η で割った Q/η が性能指数として適切であると指摘した。また、 Q/η がアンテナの電気的サイズに

$$\frac{Q}{\eta} \approx \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \quad (4)$$

という関係で決定されると考えられる。

Q 値と帯域幅 B の関係について、Geyiは $Q \gg 1$ の場合には B と $1/Q$ が等しいと結論づけた[20]。しかし、アンテナを特定の値の抵抗と整合を取ろうとする場合、許容できる電圧定在波比(VSWR)の最大値をどうするかによってインピーダンス整合の帯域幅が異なってくる。そのため、YaghjianとBestは Q 値と帯域幅 B との関係を以下のように示した[21]。

$$B \approx \frac{1}{Q} \cdot \frac{s-1}{\sqrt{s}} \quad (5)$$

ここで s は許容できるVSWRの最大値である。これに基づき、Sievenpiperは $s = 2$ として

$$B\eta \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right]^{-1} \quad (6)$$

という式を導出し、アンテナの重要な性能とする帯域幅と放射効率との積の上限がアンテナの電気的サイズにより決定されることを示した。さらに、Sievenpiperらは2010年までにIEEEで発表された論文中の110種類の小形アンテナの構造において、(6)に示される上限を超えたものは存在しないことを示した[22]。このことから(4)と(6)は小形アンテナの性能限界を示すものとして妥当なものであると一般に考えられる。

実際のアンテナを例として、アンテナの放射効率と Q 値を数値解析法により求め、小形アンテナの性能限界を表す(4)の妥当性を示したいと思う。ここで、三つのアンテナを取り上げる。1つは線の半径0.5mm、線長30cmの線状ダイポールアンテナ(Wire dipole)で、2つ目は1つ目の線状ダイポールの両端に半径15cmの導体円板を取り付けたトップロード線状ダイポールアンテナ(Top-load wire dipole)で、3つ目はBestが提案したFour-arm folded

第3章 PEM 技術におけるアンテナの基礎

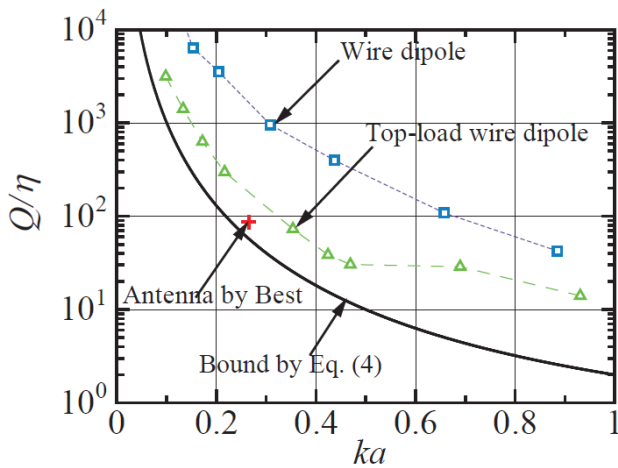


図3 小形アンテナの理論限界と実測性能の比較.

spherical helix アンテナ(Antenna by Best) である[23]. 線状ダイポールとトップロード線状アンテナの放射効率と帯域幅の周波数特性をモーメント法により計算した. また, 帯域幅を計算する場合は, 損失を考慮した整合回路を取り付けて, 各々の周波数においてインピーダンス整合するようにした. 図3に小形アンテナの性能限界を表す(4)と3つのアンテナの性能との比較を示す. 線状ダイポールより, トップロードダイポールはより高い性能を有するが, 性能の限界を表す(4)のカーブを超えることはない.

また, Best のアンテナが最も限界のカーブに近い. これは, 線状ダイポールのような1次元構造のアンテナより, トップロード付ダイポールや Best の Four-arm folded spherical helix アンテナのような3次元的に広がる構造を持つアンテナのほうが同様のアンテナを囲む球の半径 a に対して, 理論的限界に近い性能を有することを意味する.

以上の議論から, 半径が一定の球状空間の中, 3次元の空間を最大限に利用してアンテナを設計することにより, より理論的限界に近い性能を有するアンテナを実現できると考えられる. また, アンテナの性能限界として, 周波数帯域と感度に相当する利得, 放射効率の積で与えられているため, アンテナの寸法が一定であれば, 周波数帯域を狭くすることにより, アンテナの利得と感度を向上できる. 一方, アンテナの利得を下げれば, 広帯域のアンテナを作ることもできる.

なお, 小形アンテナの評価法と設計法について海外のみならず, 国内でも多くの文献で述べられているので, 詳細はこれらの文献を参照されたい[24]-[26].

3. EO 効果を利用した電界センサにおける高感度アンテナ設計

本稿では, LiNbO_3 のような結晶に電極パッドが付けられている状態で, 高感度のアンテナを設計する手法, 即ち, 物理サイズが一定となるダイポール型の小形アンテナに対して, 最大感度を取り出す設計法を述べる[27].

前節で説明したように, アンテナの受信感度を向上するために, アンテナの周波数帯域幅を犠牲にし, 放射効率を高める手法がある. 線状ダイポールの放射効率を高めるために, アンテナの導体損失を減らし, アンテナと電界センシングシステムとのインピーダンス整合をとることが重要である. 本稿では, アンテナの導体部分を銅で作製されるものとする. そのためアンテナと電界センシングシステムとのインピーダンス整合が, 設計上で考慮される唯一の要素となる.

3-1 電界センシングシステムの等価回路

電気光学効果を利用した電磁界測定システムは, アンテナと電気信号測定器のほか, 光変調器や O/E 変換器, ファイバや能動回路など, 様々な光電デバイスから構成されている. 図4に示すように, アンテナで検出された電界は光変調器で強度変調光に一旦変換される. 強度変調光は光ファイバによって O/E 変換器に送られ, 電気信号に変換された後, スペクトラムアナライザなどの測定器によって検出される. ここでは図4に示すように, 光変調器から O/E 変換器までの部分を1つの等価回路とみなし, 散乱行列の S パラメータを用いて2ポート等価回路の電気特性を評価する. ここで等価回路のポート1とポート2にそれぞれアンテナと電気信号測定器を接続するものとする.

図4の等価回路では, V_0 はアンテナの受信開放電圧で, Z_a はアンテナの入カインピーダンス, Γ_a はアンテナに伝送線路(50Ω)を接続した場合の反射係数であ

第3章 PEM 技術におけるアンテナの基礎

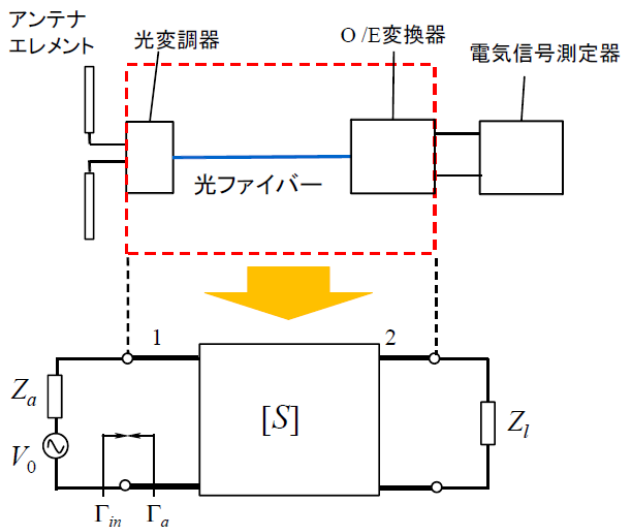


図4 光電界センサ測定システムとその等価回路。

る。\$Z_L\$は電気信号測定器の入カインピーダンスであり、\$50\Omega\$とする。ポート1の入カインピーダンスを\$Z_{in}\$とする。またポート1に伝送線路(\$50\Omega\$)した場合の反射係数を\$\Gamma_{in}\$とする。この時、以下の関係が成立する。

$$\Gamma_a = \frac{Z_a - 50}{Z_a + 50} \quad (7)$$

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - 50}{Z_{in} + 50} \quad (8)$$

\$\Gamma_{in}\$はポート1の反射係数であり、ポート2が無反射終端(\$\because Z_L = 50\Omega\$)であることから、

$$\Gamma_{in} = S_{11} \quad (9)$$

となる。この場合、\$Z_L\$で消費される電力\$P_L\$は次式で与えられる。

$$P_L = \frac{1 - |\Gamma_a|^2}{|1 - \Gamma_a \Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 P_{inc} \quad (10)$$

ここで\$\text{Re}(Z_a) = R_a\$とすると、

$$P_{inc} = \frac{V_0^2}{4R_a} \quad (11)$$

である[28]。

\$P_L\$は電気信号測定器で受信される電力なので、受信感度を改善するには\$P_L\$を高める必要がある。本稿では光変調器、ファイバ、O/E変換器の電気特性は既に決

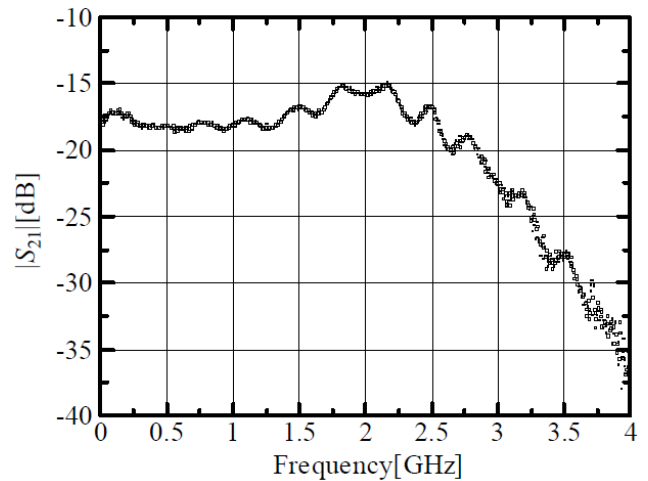


図5 光変調器、ファイバ、O/E変換器の2ポート等価回路の\$|S_{21}|\$。

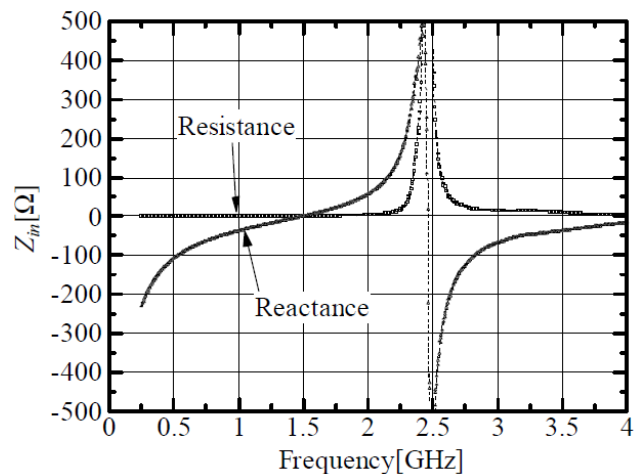


図6 Port1の入カインピーダンス。

まったものとし、図4における\$S\$パラメータは一定とする。また\$Z_L = 50\Omega\$とする。このような条件下では、アンテナ設計により\$\Gamma_a\$を最適化すれば、\$P_L\$を最大化することが可能である。\$P_L\$が最大になる条件は、

$$\Gamma_a = \Gamma_{in}^* \quad (12)$$

であり、(7)と(8)より次式と同値である。

$$Z_a = Z_{in}^* \quad (13)$$

そしてこのような条件が満たされた時、

$$P_L = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |\Gamma_{in}|^2} P_{inc} \quad (14)$$

第3章 PEM 技術におけるアンテナの基礎

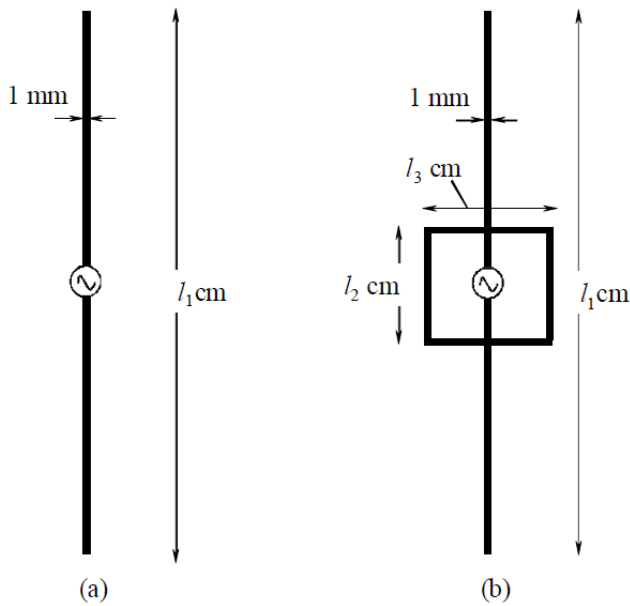


図7 (a) 線状ダイポールアンテナ (b) 設計アンテナ.

となる.

図4の2ポート回路のSパラメータ測定結果を図5と図6に示す. ここで, 光変調器・ファイバ・O/E変換器にはNEC トーキン製(OEFS-C)を用いた. 図6はポート1の入カインピーダンス(Z_{in})である. 1.5GHz以下の周波数帯において, Z_{in} が容量性($\text{Im}(Z_{in}) < 0$)であることがわかる.

3-2 アンテナ設計

前節で示したように, 受信感度を最大化するには(13)を満たすようアンテナを設計すべきである. 図6からわかるように, 一般に Z_{in} が容量性なので, 誘導性($\text{Im}(Z_{in}) > 0$)のアンテナを設計すべきである.

そこで図7(a)に示すような線状ダイポールアンテナの給電点に $l_2 \times l_3$ の方形ループを付けた図7(b)の構造を用いて, アンテナの入カインピーダンスの整合を図る. このようなインピーダンス整合法は, 容量性の小形アンテナの整合法として古くから知られている方法である[29]. この構造は低周波において電界成分を測定するという用途に沿ったものであると共に, アンテナのリアクタンスが低周波領域では誘導性となり, アンテナの抵抗が増大することが期待できる.

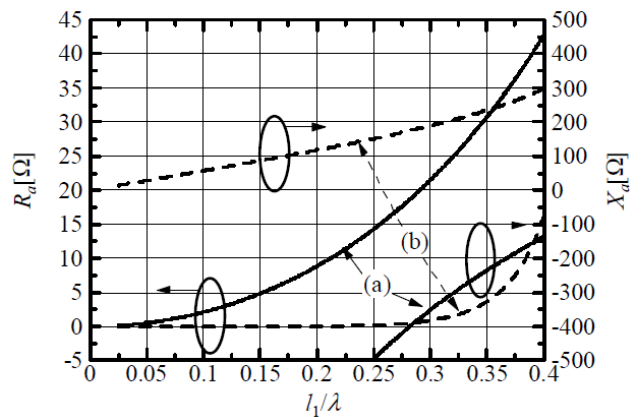


図8 アンテナ(図7)の入カインピーダンス.

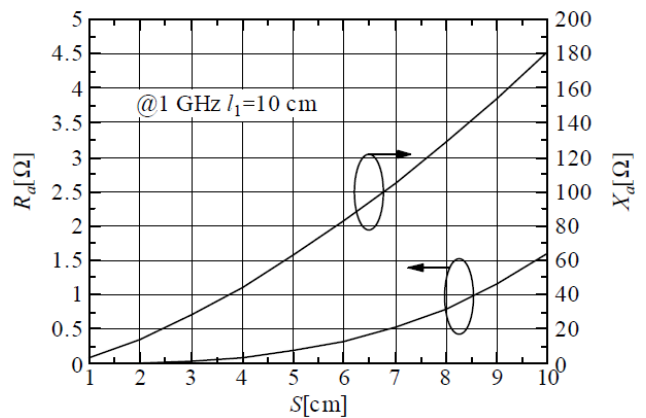


図9 設計アンテナのSに対する入カインピーダンス特性.

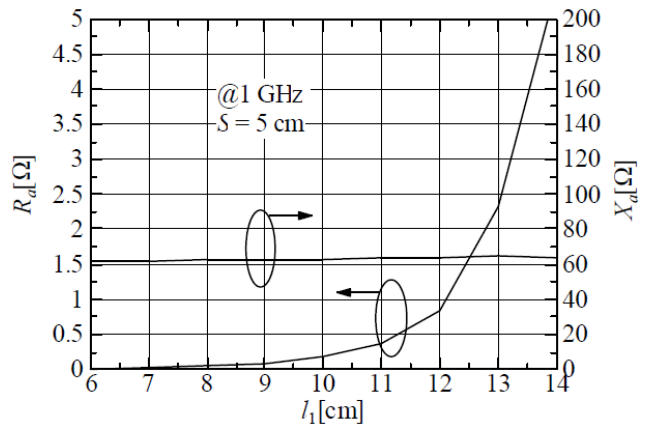


図10 設計アンテナのl1に対する入カインピーダンス特性.

図8にモーメント法で計算したアンテナの入カインピーダンスの周波数特性を示す. ここで l_1 と正方形ループの周囲長 $S = 2(l_2 + l_3)$ は同じ長さとした. 図8からわかるように, 図7(b)のアンテナはリアクタンス X_a が正であり, 確かに誘導性になっている. またア

第3章 PEM 技術におけるアンテナの基礎

アンテナ入力抵抗 R_a を比較すると、図 7(b)のアンテナの方が大きくなっていることもわかる。(13)を満たすように、アンテナのインピーダンス($Z_a = R_a + jX_a$)を所望の値(Z_{in}^*)に近づける必要がある。

そこでターゲット周波数を 1GHz とし、図 7(b)のアンテナパラメータを変化させながら、 Z_a の解析を行った。まず、 $l_1 = 10\text{ cm}$ に固定し、正方形ループの周囲長 S を変化させた場合の Z_a を図 9 に示す。 S が大きくなるにつれ、 R_a と X_a ともに増大することがわかる。次に、 $S = 5\text{ cm}$ に固定し、 l_1 を変化させた場合の Z_a を図 10 に示す。 l_1 が大きくなるにつれ R_a は増えるが、 X_a はほとんど変化しないことがわかる。

以上の結果より、所望の R_a と X_a を有するアンテナを設計するには、 l_2 を調整し X_a の最適値を求めた後に、 l_1 を調整し R_a を最適値を持ちこむのが良いと言える。

3-3 実験によるアンテナの性能評価

設計したアンテナの受信感度を実験的に評価する。図 6 より、ターゲット周波数である 1 GHz におけるインピーダンスは $1 - j37\ \Omega$ であるので、(13)を満たすべくインピーダンスが $1 + j37\ \Omega$ となるようなアンテナの設計を試みた。設計したアンテナの構造を図 11 に示す。

このアンテナのインピーダンスの測定値を図 12 に示す。1 GHz におけるインピーダンスは $0.75 + j37\ \Omega$ であり、所望の値に近い。

図 13 に、本提案のモノポールアンテナと、同じ長さの一般的なモノポールアンテナの受信感度比較結果を示す。ターゲット周波数において、本提案のアンテナの感度は 17 dB 改善されており、ここで述べた設計法の有効性を確認することができる。

3-4 集中定数インダクタを用いたアンテナとの比較

ここで説明したアンテナ設計手法の基本的な考え方は、ダイポールやモノポールなど容量性のアンテナに分布定数のインピーダンス整合回路を設けることで、リアクタンスを制御するというものである。そうであれば、分布定数回路のかわりに、物理サイズの小

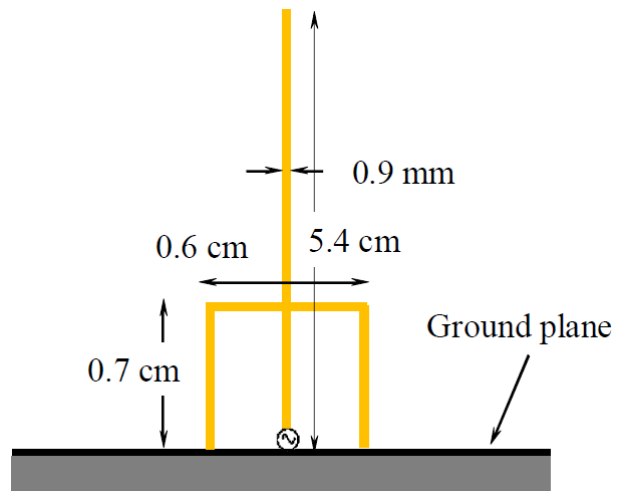


図 11 設計した線状モノポールアンテナ。

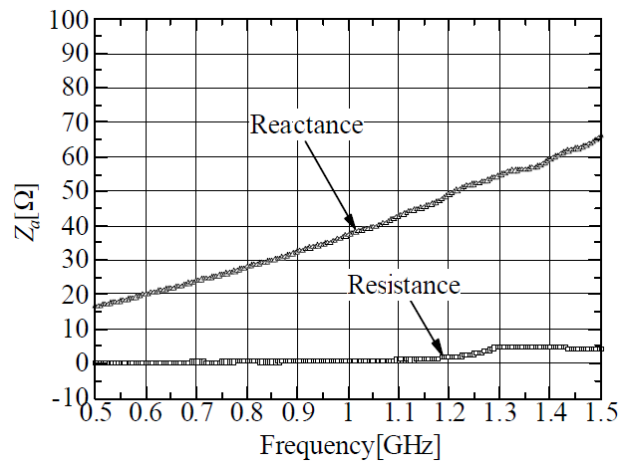


図 12 設計したアンテナの入力インピーダンス。

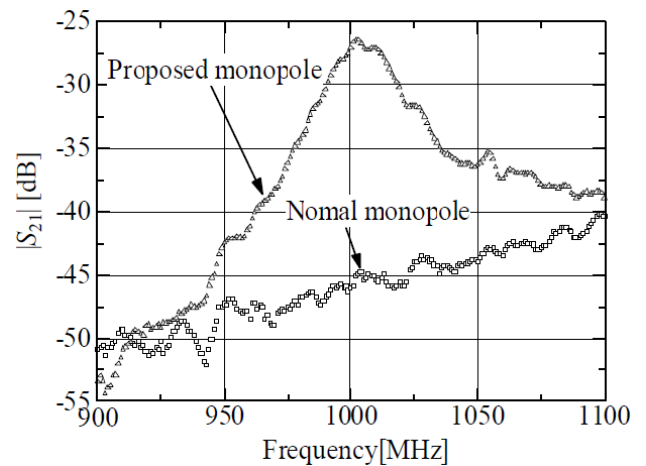


図 13 設計したモノポールアンテナの受信電力。

第3章 PEM技術におけるアンテナの基礎

さな集中定数回路を装荷してはどうかという疑問が生じる。

これについては文献[27]で詳しく調べられているが、結論としては、集中定数インダクタを用いても同様の特性を得ることができる。しかし本章前半で説明したように、高い感度を得るためには、(帯域幅を犠牲にして)アンテナの Q 値を高める必要がある。本提案の設計手法によれば、 $Q \approx 500$ 程度のアンテナを容易に得ることができるが、集中定数のインダクタの Q 値は数十程度と低いため、実用的には本提案のアンテナ設計法の方が優れていると言える。

4. まとめ

本章では、アンテナの電気的サイズとアンテナ利得、帯域との関係を説明し、アンテナの小型化に伴う性能低下を定量的に示した。また、電気光学効果を利用した電界センサにおけるアンテナ利得(感度)を最大化する設計手法を示し、実例によりダイポールアンテナの高感度化の設計法を解説した。

光電界センサの系を2ポートの等価回路とみなし、散乱行列の S パラメータを測定し、等価回路とアンテナとのインピーダンス整合を考慮したアンテナ設計を行うことにより、測定システムの高感度化を実現した。設計アンテナは、電界成分を測定可能な線状ダイポールタイプのものであり、アンテナ長と整合回路の構造パラメータを調整しインピーダンス整合できることを、実験で示した。同じ長さのモノポールアンテナと比較すると、提案アンテナの受信電力が17dBと大幅に向上することを、実例として示した。

参考文献

- [1] 桑原伸夫, "LiNbO₃を用いた電界センサの歴史と今後の課題," 第1回PEM研究会, 2012年8月23日.
- [2] 永妻忠夫, 久武信太郎, "光応用電磁界計測最前線—真夏の大阪で光応用電磁界計測を熱く語る—," 第5回PEM研究会, 2013年8月7日.
- [3] 村田博司, "電気光学効果と光電界センサ," 第4回PEM研究会, 2013年6月28日.
- [4] E.B. Larsen, J.R. Andrews, and E.E. Baldwin, "Sensitive isotropic antenna with fiber-optic link to a conventional receiver," *Nat. Bur. Stand.*, Washington, DC, Rep. NBSIR 75-819, Sept. 1976.

- [5] H.I. Bassen and R. J. Hoss, "An optically linked telemetry system for use with electromagnetic-field measurement probes," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.20, pp.483-488, Nov. 1978.
- [6] H. Bassen, W. Herman, and R. Hoss, "EM probe with fiber optic telemetry system," *Microw. J.*, pp.35-47, Apr. 1977.
- [7] K. Munter, "An isolated sensor determining the Poynting vector in the near field of a radiating antenna," *Conf. Precision Electromagn. Meas.*, Boulder, CO, IEEE Cat. 82, CH 1737-6, pp.P-14-P-15, Jun. 1982.
- [8] H. Bassen and R. Peterson, "Complete measurement of electromagnetic fields with electro-optic crystals," *Biological Effects of Electromagnetic Waves, Selected Papers of USNU/URSI Annu. Meet.*, 1975, HEW publication (FDA) 77-8011, pp.310-323, 1975.
- [9] C.H. Bulmer, W.K. Burns, and R.P. Moeller, "Linear interferometric waveguide modulator for electromagnetic-field detection," *Opt. Lett.*, vol.5, pp.176-178, 1980.
- [10] S.K. Yao, T. Findakley, R. Cordero-Iannerella, S. Thaniyavarn, G. Hayward, and B. Chen, "Electromagnetic sensor using integrated optic channel waveguide modulator and polarization preserving fibers," *Proc. SPIE, Fiber Optic and Laser Sensors*, Emery L. Moor, O. Glenn Ramer, Ed., vol.412, pp.178-184, 1983.
- [11] J.C. Wyss and S.T. Sheeran, "A practical optical modulator and link for antennas," *IEEE J. Lightw. Technol.*, vol.3, no.2, pp.316-321, Apr. 1985.
- [12] V.B. Baglikov, R.Yu. Dolinin, E.M. Pelekhayti, and R.F. dvlykaev, "Investigation of an electric field sensor based on an integrated optical Mach-Zehnder modulator," *Sov. J. Quantum Electron.*, vol.5, no.10, p.1353-1355, Oct. 1988.
- [13] C.H. Bulmer and S.C. Hiser, "Linear Ti:LiNbO₃ modulators at 1.3 μ m for electromagnetic field sensing," *Proc. SPIE 0518, Integrated Optical Circuit Engineering I*, Jan. 1985.
- [14] N. Kuwabara, K. Tajima, R. Kobayashi, and F. Amemiya, "Development and analysis of electric field sensor using LiNbO₃ optical modulator," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.34, no.4, pp.391-396, Nov. 1992.
- [15] 田島, 桑原, 雨宮, 小林, "LiNbO₃を用いた電界センサのインダクタンス装荷による感度向上法," *電子情報通信学会論文誌 B*, vol.J76-B-II, no.9, pp.765-772, Sep. 1993.
- [16] L.J. Chu, "Physical limitations of omni-directional antennas," *J. Appl. Phys.*, vol.19, pp.1163-1175, Dec. 1948.
- [17] R.C. Hansen, "Fundamental limitations in antennas," *Proc. IEEE*, vol.69, no.2, pp.170-182, Feb. 1981.

第3章 PEM 技術におけるアンテナの基礎

- [18] J.S. McLean, "A re-examination of fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.44, no.5, pp.672–676, May 1996.
- [19] R.E. Collin and S. Rothschild, "Evaluation of antenna Q ," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.12, no.1, pp.23–27, Jan. 1964.
- [20] W.G. Geyi, P. Jarmuszewski, and Y. Qi, "The Foster reactance theorem for antennas and radiation Q ," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.48, no.3, pp.401–408, Mar. 2000.
- [21] A.D. Yaghjian and S.R. Best, "Impedance, bandwidth, and Q of antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.53, no.4, pp.1298–1324, Apr. 2005.
- [22] D. Sievenpiper, D.C. Dawson, M.M. Jacob, T. Kanar, S. Kim, J. Long, and R.G. Quarfoth, "Experimental validation of performance limits and design guidelines for small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.60, no. 1, pp.8–19, Jan. 2012.
- [23] S.R. Best and D.L. Hanna, "A performance comparison of fundamental small-antenna designs," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol.52, no.1, pp.47–70, 2010.
- [24] 藤本京平, "小形アンテナに関する研究動向," 電子情報通信学会誌, vol.70, no.8, pp.830–838, 2010.
- [25] 徳丸仁, "最近の小形アンテナ 電気的小形アンテナ," 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J71-B, no.11, pp.1206–1212, 1988.
- [26] 新井宏之, "小形アンテナ:小形化手法とその評価法," 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J87-B, no.9, pp.1140–1148, 2004.
- [27] 阿部寛人, 陳強, "光電界センサの高感度化のためのアンテナ設計," 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J97-B, no.3, pp.263–269, 2014.
- [28] D.M. Pozar, "Microwave Engineering", 2nd eds., pp.606–609, John Wiley & Sons, 1998.
- [29] 電子情報通信学会, アンテナ工学ハンドブック (第2版), オーム社, 2008.

第4章 PEM システムの基礎

佐々木 愛一郎 (近畿大学)

1. PEM システムと変調

PEM システムの動作の本質は、被測定電磁界の情報を一旦プローブ光に転写し、そのプローブ光から再び電磁界情報を抽出することであるといえる。具体的には、プローブ光を被測定電磁界によって変調し、そのプローブ光から変調信号の情報を抽出することである。被測定電磁界によってプローブ光を変調する際には、電気-光変換デバイスが必要であるが、これには EO 結晶[1]や MO 結晶[2]などの光学結晶の他、光伝導素子[3]やレーザダイオード(LD)[4]といった半導体デバイスが利用される。

一口に変調と言ってもデバイスによって変調の種類は異なる。光学結晶を使った場合にはプローブ光は位相変調(Phase Modulation; PM)され、半導体デバイスを使った場合には強度変調(Intensity Modulation; IM)される。プローブ光の検出にはもっぱら Photodiode(PD)が利用されるが、PD が検出できるのは光の強度情報だけであり、位相情報を検出することはできない。したがって光学結晶を利用した場合には、位相変調されたプローブ光を強度変調光に変換(PM-IM 変換)する必要がある。

現状の PEM システムが抱える重要な課題は、純電氣的な計測法に比べて感度が低いことであるが、これは PEM システムで得られる光の変調度が極めて小さいことに困っている。光通信における変調度はほぼ 1 であるのに対し、PEM システムを利用した電界の空間分布測定などでは 10^{-6} 程度の小さな変調度を扱うこともしばしばである。このような変調度の小さなプローブ光から変調信号を抽出しなければならないので、信頼性の高い計測を行うためには、光信号処理系の設計と構築がキーポイントとなる。そこで本章ではまず、光学結晶を用いた場合に必要な PM-IM 変換について説明する。

2. 偏光変調と光信号処理

PEM システムで利用される光学結晶の主流は、ZnTe や GaAs といった閃亜鉛鉱型半導体 EO 結晶と、

光変調素子としてポピュラーな LiNbO₃(LN)の2種類に分類することができる。後者については導波路型干渉計を形成する技術が確立しており、これによって PM-IM 変換を行うことができる。LN については光通信分野を中心に多くの文献が存在するので、そちらを参照して頂きたい[5]。ここでは、半導体 EO 結晶をはじめ様々な光学結晶に適用可能な光信号処理について説明する。

第 1 章で説明した流派 1 では、位相変調の代わりに偏光変調(Polarization modulation; PoM)を利用し、巧みな光信号処理によって PoM-IM 変換を実現している。PoM-IM 変換法は EO 結晶や MO 結晶など様々な光学結晶に適用可能であり、非常に汎用性が高い。しかし PoM-IM 変換法を使いこなす上で必要な偏光解析手法が広く普及しているとは言えず、詳しい文献も少ないので、本章で詳しく説明する。また必要に応じ文献[6]-[9]などをご参照頂きたい。

3. Jones ベクトルと Jones 行列

光の進行方向を z 軸にとると、光の瞬時電界は次式で記述される。

$$\mathbf{E}(z, t) = \begin{pmatrix} E_x(z, t) \\ E_y(z, t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{x0} e^{i(\omega t - kz)} \\ E_{y0} e^{i(\omega t - kz + \phi)} \end{pmatrix} \quad (1)$$

ここで

$$|\Psi\rangle = \begin{pmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{E_{x0}^2 + E_{y0}^2}} \begin{pmatrix} E_{x0} \\ E_{y0} e^{i\phi} \end{pmatrix} \quad (2)$$

とおくと、光の瞬時電界は次式で表される。

$$\mathbf{E}(z, t) = \sqrt{E_{x0}^2 + E_{y0}^2} e^{i(\omega t - kz)} |\Psi\rangle \quad (3)$$

$|\Psi\rangle$ は Jones ベクトルと呼ばれる 2 次元複素ベクトルである。Jones ベクトルを使うと、レーザなどコヒーレント光の偏光状態を簡便に表すことができる。例えば x - z 面内に偏向した直線偏光 $|x\rangle$ と y - z 面内に偏向した直線偏光 $|y\rangle$ は、それぞれ以下のように表される。

$$|x\rangle = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad |y\rangle = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (4)$$

また光の進行方向から見て右回りおよび左回りに回転する円偏光 $|R\rangle$ と $|L\rangle$ は、それぞれ次式で表される。

第4章 PEM システムの基礎

$$|R\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ i \end{pmatrix}, \quad |L\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 \\ -i \end{pmatrix} \quad (5)$$

楕円偏光なども同様に表すことができる。

Jones ベクトル $|\Psi\rangle$ の共役ベクトル $\langle\Psi|$ は、

$$\langle\Psi| = (\psi_x^* \quad \psi_y^*) \quad (6)$$

と表され、 $|\Psi\rangle$ の大きさは次式のようになる。

$$\sqrt{\langle\Psi|\Psi\rangle} = \sqrt{(\psi_x^* \quad \psi_y^*) \begin{pmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{pmatrix}} = \sqrt{|\psi_x|^2 + |\psi_y|^2} \quad (7)$$

(2)を式(7)に代入すると、

$$\sqrt{\langle\Psi|\Psi\rangle} = 1 \quad (8)$$

となる。つまり Jones ベクトルは大きさが 1 に規格化されたベクトルである。偏光状態を表すのに振幅の情報は不要なので、Jones ベクトルが規格化されているのは妥当であろう。また 2 つの異なる Jones ベクトルの内積は次式で定義される。

$$\langle\Psi_1|\Psi_2\rangle = \langle\Psi_1|\Psi_2\rangle \quad (9)$$

$$\langle\Psi_2|\Psi_1\rangle = \langle\Psi_2|\Psi_1\rangle \quad (10)$$

以下の関係からわかるように、内積は順序に依存することに注意されたい。

$$\langle\Psi_1|\Psi_2\rangle = \langle\Psi_2|\Psi_1\rangle^* \quad (11)$$

Jones ベクトルの成分 ψ_x と ψ_y はそれぞれ x 方向と y 方向の直線偏光成分の(規格化された)複素振幅を表している。同様に $|\psi_x|^2$ と $|\psi_y|^2$ は対応する直線偏光成分の(規格化された)強度を表している。

以上に説明した通り、光の偏光状態は Jones ベクトルで表現される。それに対して光学結晶や偏光光学素子は、Jones ベクトルに作用する演算子(行列)で表現することができる。たとえば直線偏光 $|x\rangle$ のみを通過させる偏光板 P_x と直線偏光 $|y\rangle$ のみを通過させる偏光板 P_y はそれぞれ次式で表される。

$$P_x = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad P_y = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (12)$$

電気的主軸(slow 軸と fast 軸)が x 軸と y 軸に一致している場合、1/2 波長板(HWP) H と 1/4 波長板(QWP) Q は、それぞれ次式で表される。

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp(i\pi) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (13)$$

$$Q = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp\left(\frac{i\pi}{2}\right) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & i \end{pmatrix} \quad (14)$$

直線偏光 $|x\rangle$ と $|y\rangle$ の間に相対位相差 ϕ を与えるような位相補償板 C は次式で表される。

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp(i\phi) \end{pmatrix} \quad (15)$$

(15)において $\phi = \alpha E$ と置き換えたものが EO 結晶の作用であるので、EO 結晶の作用は次式で表される。

$$M_{EO} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp(i\alpha E) \end{pmatrix} \quad (16)$$

ここで E は EO 結晶に印加された電界、 α は結晶の種類や構造に依存する比例定数で、 α が大きいほど高感度である。また磁気光学(Magneto-Optic; MO)結晶の機能は光の偏波面を回転させることであるから、MO 結晶の作用は次式で表される。

$$M_{MO} = \begin{pmatrix} \cos \alpha E & -\sin \alpha E \\ \sin \alpha E & \cos \alpha E \end{pmatrix} \quad (17)$$

(12)~(16)の Jones 行列は、光学素子の電気的主軸が x 軸と y 軸に一致した場合の表現である。光学素子の電気的主軸が x - y 面内で θ 回転している場合には、回転行列

$$R(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (18)$$

を使えば簡単に表すことができる。例えば電気的主軸が x - y 面内で θ 回転した HWP を表す行列は、以下のようになる。

$$H(\theta) = R(\theta)HR^{-1}(\theta) =$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (19)$$

主軸が θ 回転した偏光板や EO 結晶などを表す行列も、(19)と同じルールで求めることができる。ただし MO 結晶の機能は、(17)が示すように回転対称性を有しているため、 θ に依存しない。計算すると確かに次式を得る。

$$M_{MO}(\theta) = R(\theta)M_{MO}R^{-1}(\theta) = M_{MO} \quad (20)$$

第4章 PEM システムの基礎

4. 閃亜鉛鉱型結晶における EO 効果の解析

PEM システムを設計するには、センサヘッドに搭載する EO 結晶のカット面や配置角度を正しく指定する必要があるが、それには結晶に応じた EO 効果の解析が欠かせない。ここでは PEM に用いられる EO 結晶としてポピュラーな閃亜鉛鉱型結晶 (ZnTe, GaAs など) を取り上げ、PEM システムに必要な EO 効果の解析法を説明する。詳細については、文献[7]などを参照して頂きたい。

結晶の面方位は(100),(01̄1),(1̄11)といったミラー指数で表されるが、閃亜鉛鉱型結晶の対称性を考慮すると、

$$(100), (010), (001), (\bar{1}00), (0\bar{1}0), (00\bar{1})$$

は全て等価な面を表すので、これらをまとめて{110}と表すことがある。同様に、

$$(110), (011), (101), (\bar{1}\bar{1}0), (0\bar{1}\bar{1}), (\bar{1}0\bar{1}),$$

$$(1\bar{1}0), (01\bar{1}), (10\bar{1}), (\bar{1}\bar{1}0), (0\bar{1}\bar{1}), (\bar{1}0\bar{1}),$$

も全て等価なのでまとめて{110}と表すことがある。以下の面もまとめて{111}と表す。

$$(111), (\bar{1}\bar{1}1), (1\bar{1}\bar{1}), (11\bar{1}), (\bar{1}\bar{1}\bar{1}), (1\bar{1}\bar{1}), (\bar{1}\bar{1}\bar{1})$$

結晶に誘起される EO 効果は、面方位に対する印加電界 E の方向に依存するため、結晶をカットする際にどの面を切り出すかは重要なポイントとなる。また検出感度は面方位に対するプローブ光の進行方向にも依存するので、システム設計の際には、 E の方向・面方位・プローブ光の進行方向 の三者を考慮しなければならない。以下では、これら三者を考慮した EO 効果の解析法を説明する。

閃亜鉛鉱型結晶に被測定電界 $E = (E_x, E_y, E_z)$ が入力された場合、この結晶の屈折率楕円体は次式で与えられる[7]。

$$\frac{x^2 + y^2 + z^2}{n^2} + 2r_{41}(E_x yz + E_y zx + E_z xy) = 1 \quad (21)$$

ここで r_{41} は閃亜鉛鉱型結晶の Pockels 定数である。

プローブ光の進行方向は波数ベクトル k に平行であるが、プローブ光が感じる屈折率を求めるには、原点を通り k に垂直な平面と、屈折率楕円体との交線をまず求める。この交線は一般に楕円となるが、この楕円の長半径 n_1 と短半径 n_2 が、 k 方向に進行するプローブ

光に対する 2 つの屈折率となる。より正確に言うと、 k 方向に進行し偏波面が長半径方向に平行な直線偏光に対する屈折率が n_1 、 k 方向に進行し偏波面が短半径方向に平行な直線偏光に対する屈折率が n_2 となる。このように屈折率が 2 つ存在することから、この現象は「複屈折」と呼ばれる。 k 方向に進行する一般の(光電界が長短軸方向を向いていない)プローブ光は、このような結晶を伝搬する過程で偏光状態が変化する。EO 効果を利用した多くの PEM システムは、この偏光変化を利用して被測定電界を検出するものである。 E が結晶に印加されない場合には、(21)より屈折率楕円体は球となる。したがってこの場合、結晶は複屈折性を持たなくなる。EO 結晶とは、電界を印加することによって屈折率楕円体に変化する(つまり電界によって複屈折が誘起される)結晶である。

プローブ光の進行方向と被測定電界 E が垂直なシステムを横電界検出系と呼ぶ。逆にそれらが平行である場合を縦電界検出系と呼ぶ。前述の屈折率楕円体を利用し、はじめに縦電界検出系の解析を行ってみよう。例として、結晶の(001)面に垂直な方向(つまり z 軸に平行な方向)に被測定電界が印加されるケースを考える。この場合、 $E = (0, 0, E_z)$ であるので(21)は次式のように単純化される。

$$\frac{x^2 + y^2 + z^2}{n^2} + 2r_{41}E_z xy = 1 \quad (22)$$

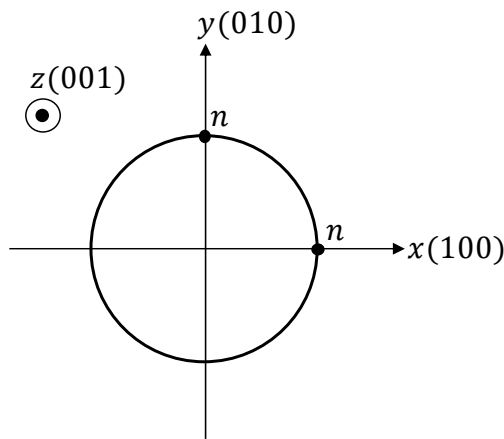
z 軸回りに 45° 回転した座標系を (X, Y, Z) 系とすると、 E_z があまり大きくない場合には、(22)を次式に変形できる。

$$\frac{X^2}{(n + \Delta n)^2} + \frac{Y^2}{(n - \Delta n)^2} + \frac{Z^2}{n^2} = 1 \quad (23)$$

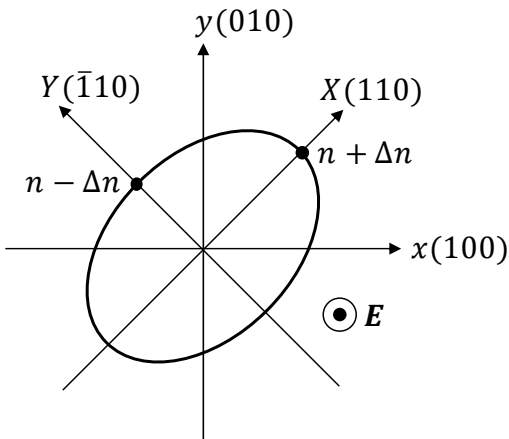
$$\Delta n = \frac{1}{2}n^3 r_{41} E_z \quad (24)$$

電界の印加方向(z 方向)に垂直な平面(x - y 面)でスライスした屈折率楕円体の切り口の形状を図 1 に示す。電界が印加されていない場合には、図 1(a)に示すように円であるが、 z 軸に平行な電界が印加されると、図 1(b)に示すように、 X 軸と Y 軸をそれぞれ長軸と短軸とする楕円に変形することがわかる。ここで重要なのは、 E に対して垂直な面内で複屈折が生じているこ

第4章 PEM システムの基礎



(a) 印加電界なし



(b) 印加電界あり

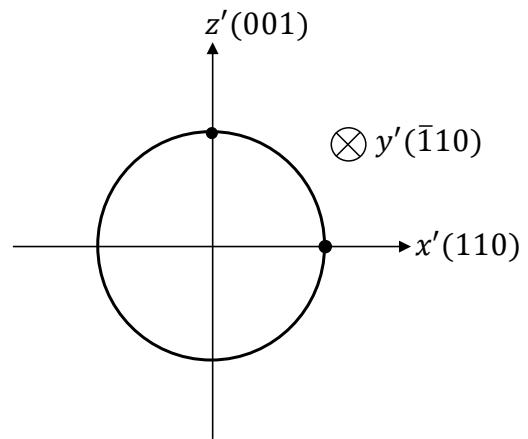
図 1 閃亜鉛鉱型電気光学結晶の(001)面に垂直な電界を印加した場合における屈折率楕円体の変化。

とである。したがって E と平行な方向に進むプローブを利用すれば、 E によって結晶内部に生じた複屈折を介して E を検出できる。つまり、縦電界検出系である。

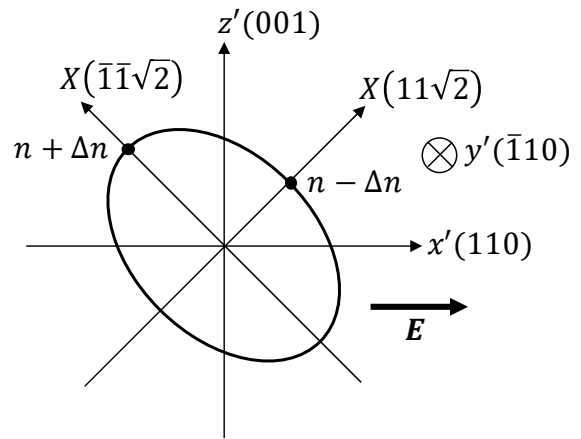
次に、結晶の(110)面に垂直な方向に被測定電界 E が印加されるケースを考える。これは、典型的な横電界検出系に相当する。(110)面に垂直な電界を結晶の主軸系 $(x-y-z)$ 系で成分表示すると、

$$\mathbf{E} = \left(\frac{E}{\sqrt{2}}, \frac{E}{\sqrt{2}}, 0 \right) \quad (25)$$

となるので、これを(21)に代入すると、電界によって変形した屈折率楕円体の方程式は次式で表される。



(a) 印加電界なし



(b) 印加電界あり

図 2 閃亜鉛鉱型電気光学結晶の(110)面に垂直な電界を印加した場合における屈折率楕円体の変化。

$$\frac{x^2 + y^2 + z^2}{n^2} + \sqrt{2}r_{41}E(x+y)z = 1 \quad (26)$$

少々複雑であるが、 $x-y-z$ 系を z 軸回りに 45° 回転した座標系を $x'-y'-z'$ 系とし、さらに y' 軸回りに 45° 回転した座標系を $X-Y-Z$ 系とする。この系で(26)の屈折率楕円体を表現すると、

$$\frac{X^2}{(n + \Delta n)^2} + \frac{Y^2}{(n - \Delta n)^2} + \frac{Z^2}{n^2} = 1 \quad (27)$$

$$\Delta n = \frac{1}{2}n^3r_{41}E \quad (28)$$

となり、(23)と同様の式が得られる。電界の印加方向に平行でかつ z 軸 (= z' 軸) にも平行な平面(つまり

第 4 章 PEM システムの基礎

($\bar{1}10$)面)でスライスした屈折率楕円体の切り口の形状を図 2 に示す. 電界が印加されていない場合には, 図 2(a)に示すように円であるが, 電界が印加されると図 2(b)に示すように, z 軸と x 軸をそれぞれ長軸と短軸とする楕円に変形することがわかる. ここで重要なのは, 図 1 の場合と異なり, E に平行な面内で複屈折が生じていることである. したがって, E に垂直な方向つまり($\bar{1}10$)面に垂直な方向)に伝搬するプローブ光を利用すれば, 被測定電界の検出が可能である. つまり, 横電界検出系である.

一般に電磁波を計測する場合には, 横電界検出系が適している. ただし近傍電磁界を検出する場合には縦電界検出系も利用可能であり, 状況や目的に応じて適切な検出系を選ぶのがよい. PEM のアプリケーションにおいては, 電磁波を検出する機会が多いため, 横電界検出系が広く用いられている.

典型的な横電界検出系の基本構成を図 3 に示す. 閃亜鉛鉱型 EO 結晶は,

$$(001), (00\bar{1}), (110), (\bar{1}\bar{1}0), (\bar{1}10), (1\bar{1}0)$$

という 6 つの面が出るよう直方体状にカットされている. これらは, 2 つの $\{100\}$ 面と 4 つの $\{110\}$ 面と言ってもよい. x 軸, y 軸, z 軸はそれぞれ($\bar{1}10$), (110) , $(\bar{1}\bar{1}0)$ の各面に垂直な軸として図 3 に示すように定義する.

プローブ光の進行方向が z 軸に一致する場合, y 軸方向に E が印加された時が最大感度となる. このような電界が印加されると, 閃亜鉛鉱型 EO 結晶には図 4 に示すような複屈折が生じる. すなわち, s 軸方向に関しては屈折率が大きくなり, f 軸方向に関しては屈折率が小さくなる. なお屈折率変化 Δn は E_y に比例する.

図 4 に示した EO 結晶がプローブ光に及ぼす作用は, Jones 行列を使って以下のように表せる.

$$M_{EO}(45^\circ) = R(45^\circ) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp(i\alpha E_y) \end{pmatrix} R^{-1}(45^\circ) \quad (29)$$

$$\alpha = \frac{2\pi L}{\lambda} n^3 r_{41} \quad (30)$$

ここで λ はプローブ光の(真空中での)波長, L , n , r_{41} はそれぞれ EO 結晶の厚み, 屈折率, Pockels 定数を

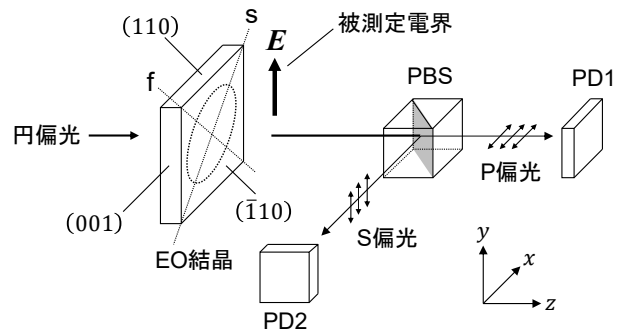


図 3 横電界検出系の基本構成.

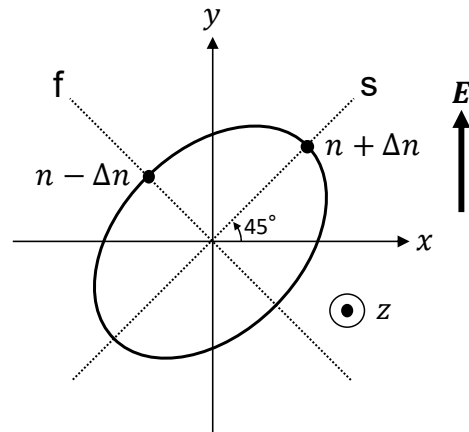


図 4 屈折率楕円体を光の進行方向に垂直な面でスライスした断面.

表す. ここで, EO 結晶に入射するプローブ光の偏光状態 $|\Psi_{in}\rangle$ を以下のように右回り円偏光とする.

$$|\Psi_{in}\rangle = \begin{pmatrix} \Psi_{in}^x \\ \Psi_{in}^y \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ i \end{pmatrix} \quad (31)$$

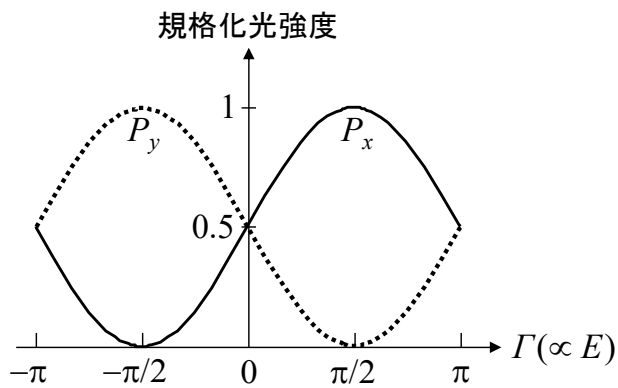
結晶を透過した光の偏光状態 $|\Psi_{out}\rangle$ は,

$$|\Psi_{out}\rangle = M_{EO}(45^\circ) |\Psi_{in}\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \cos(\Gamma/2) + \sin(\Gamma/2) \\ i \cos(\Gamma/2) - i \sin(\Gamma/2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Psi_{out}^x \\ \Psi_{out}^y \end{pmatrix} \quad (32)$$

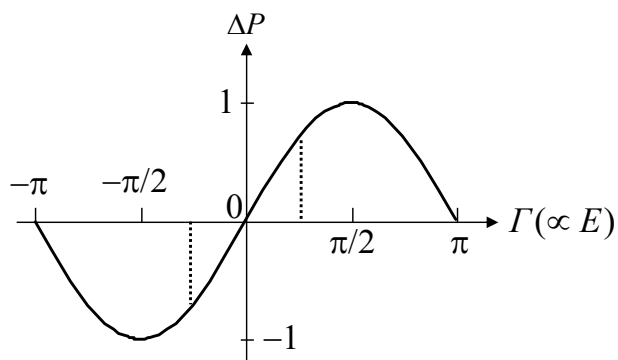
となる. ここで $\Gamma = \alpha E_y$ とおいた. Γ は印加電界に比例して光に生じる位相変化を表す.

偏光ビームスプリッタ(Polarizing-beam splitter; PBS)は x 軸に偏向した直線偏光成分(P 偏光)を透過し, y 軸に偏向した直線偏光成分(S 偏光)を反射する素子である. したがって光検出器(Photodetector; PD)1 および 2 に入射する光強度をそれぞれ P_x , P_y とすると,

第4章 PEM システムの基礎



(a) PD1 と PD2 に入射する光強度の関係



(b) 差動検出後の信号

図 5 被測定電界と出力信号の関係。

$$\begin{pmatrix} P_x \\ P_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} |\Psi_{\text{out}}^x|^2 \\ |\Psi_{\text{out}}^y|^2 \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 + \sin \Gamma \\ 1 - \sin \Gamma \end{pmatrix} \quad (33)$$

となる。 P_x と P_y を Γ の関数として図 5(a) にそれぞれ実線と破線でプロットした。 P_x と P_y は Γ に対して互いに逆相で変化し、 $P_x + P_y = 1$ を常に満たしているため、確かにエネルギー保存則が成立している。 PD は受光強度に比例した電流もしくは電圧を出力するので、図 5 における P_x と P_y はそれぞれ PD1 と PD2 が出力する電流もしくは電圧であると考えてもよい。 P_x と P_y が逆相で変化するという事実を利用し、実用的には PD の出力信号に対して差動検出を行うことが多い。差動検出で得られる信号を ΔP とすると、

$$\Delta P = P_x - P_y = \sin \Gamma \quad (34)$$

となる。(34)のグラフを図 5(b)に示す。通常は $\Gamma \ll 1$ であるため、次式が成立する。

$$\Delta P \approx \Gamma = \alpha E_y = \frac{2\pi L}{\lambda} n^3 r_{41} E_y \quad (35)$$

このように、 E_y に比例した信号を得ることができるので、 ΔP を検出することにより被測定電界をセンシングすることが可能である。これが、EO 効果を利用した電界センシングの動作原理である。差動検出には以下の利点があるため、SNR を向上することができる。

- A) 信号振幅を 2 倍にできる。
- B) PD1 と PD2 に混入する同相雑音(レーザ強度雑音など)を相殺できる。

5. PEM システムのバリエーション

元々 PEM システムは、ミリ波帯や THz 帯の超高速信号波形を可視化するために提案されたものである。超高速信号を可視化するためには、単光パルス源や EO 結晶といったデバイスレベルにおいてだけでなく、システムレベルでの工夫が必要となる。本節では、超高速信号の可視化を目的とした PEM システムを取り上げ、そのノウハウを解説する。

(1) Pump & Probe 法

THz パルスの発生・検出法としてポピュラーな方法である Pump & Probe (P&P)法のシステム構成を図 6 に示す。単パルスレーザから出射した光パルスは、ビームスプリッタ(BS)により、THz パルス発生用の pump 光と検出用の probe 光に分岐される。Pump 光は光遅延器とチョッパ(これらについては後述)を通過した後、レンズで集光されて THz 源に照射される。THz 源としては、LT-GaAs もしくは EO 結晶が利用される。前者では Photoconductive Switching [10]の現象が、後者では Optical Rectification [11]と呼ばれる現象が利用されている。THz 波発生の詳細については、各文献を参照されたい。THz 源から発生した THz パルスは、コーナキューブ(CC)などで試料に照射され、試料を透過した THz パルスは最終的に EO 結晶に入射し検出される。

一方で Probe 光は、偏光板で完全な直線偏光に成形された後、誘電体ミラーで反射し THz パルスとオーバーラップした後に EO 結晶に入射する。直線偏光パ

第4章 PEM システムの基礎

ルスは EO 結晶内において, THz パルスの瞬時電界に比例した偏光変調を受ける. 変調された直線偏光は, 1/4 波長板(QWP)を通過することにより, 変調された円偏光に変換される. (31)においては円偏光を EO 結晶に入射するケースを想定したが, 本システムのように EO 結晶を通過したプローブ光を QWP で円偏光に変換しても, 結果は変わらない. ただし EO 結晶と QWP の電気的主軸(s 軸と f 軸)の角度は一致している必要がある. これらの角度が一致している時に限って EO 結晶と QWP の Jones 行列が可換になることから, このことは明らかであろう.

偏光変調光は PBS で強度変調光に変換された後, PD で検出される. Probe 光を円偏光状態に変換するタイミングは, EO 結晶への入射前後どちらでも構わないが, PBS に入射する直前までにはプローブ光は円偏光状態になっている必要がある. さもなくば検出感度が低下する.

P&P 法による波形取得の概念を図 7 に示す. Probe 光パルスと THz パルスは同じタイミングで EO 結晶に入射するため, 光パルスは THz パルスの特定の 1 点のみをサンプリングし続ける. このままでは THz 波形全体の情報を得ることができないので, 光遅延器で pump 光の光路長を少しずつ変化させ, THz パルスの発生タイミングをシフトさせればよい. そうすると, probe 光パルスは光路長に応じて THz パルスの様々な点をサンプリングすることになるので, 結果として THz パルス全体の波形が得られる. このように EO 効果を使って電波や電気信号をサンプリング検出する方法は, 電気光学サンプリング (Electro-Optic Sampling; EOS) と呼ばれている.

光遅延器の光路長を固定した時, probe 光パルスは THz パルスの瞬時電界に応じた偏光変調を結晶内で受ける. その結果, 差動アンプの出力電気信号の DC 成分が変化し THz パルスの電界を検出することができる. 以降では, EO 効果を介して検出した電気信号を EO 信号と呼ぶ. 光遅延器の光路長を少しずつ変化させながら, DC 成分として発生する EO 信号をモニタすることにより, THz パルスの波形全体を取得することができる.

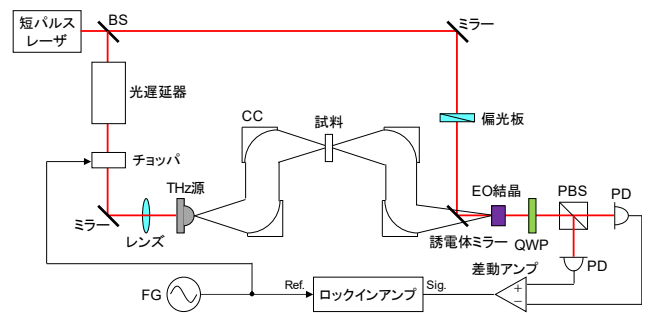


図6 Pump & Probe 法のシステム。

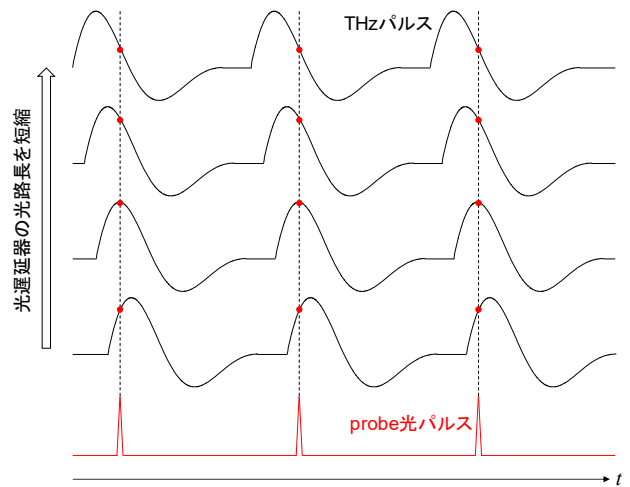


図7 Pump & Probe 法における波形取得の概念。

現実には DC~数百 Hz の帯域ではレーザーの強度雑音やアンプの雑音が大きいため, DC 成分として発生した EO 信号を検出するのは困難であることが多い. このような問題を回避するために, THz パルスを kHz 以上の周波数(f_m)で強度変調するという手法が用いられる. 具体的には, 図 6 に示すように, チョッパなどの変調器を使って Pump 光を f_m で強度変調する. そうすると THz パルスも f_m で強度変調されるため, 差動アンプから出力される EO 信号は DC 成分だけでなく f_m にも発生する. ロックインアンプやスペクトラムアナライザを使って f_m に発生した EO 信号を狭帯域検出すれば, 振幅の小さな EO 信号を高い SNR で取得することができる.

(2) CW-THz 波の発生・検出法

先に説明した P&P 法はパルス状の光と電波を利用した技術であるが, PEM 技術の適用範囲はパルス電

第4章 PEM システムの基礎

磁波だけに留まらない。ここでは、photomixing と呼ばれる PEM 技術を利用した高周波 CW 電磁波の発生・検出法について説明する[12]-[13].

2 台の CW レーザを利用した CW-THz 波の発生・検出システムを図 8 に示す。P&P 法のシステム(図 6)と比較すると、短パルスレーザが 2 台の CW レーザに置き換えられたことだけが唯一の違いである。2 台の CW レーザの発振角周波数を ω_1, ω_2 とする。 ω_1, ω_2 という 2 周波の光を BS で重ね合わせると、これらの差に相当する角周波数のうなりが発生する。つまり、重ね合わせた光は角周波数 $\omega_2 - \omega_1$ の強度変調光となる。したがってレーザ波長を適当にチューニングするだけで、ミリ波帯やサブミリ波(THz)帯といった任意の周波数で変調された強度変調光を得ることができる。UTC-PD などの高速フォトダイオードや LT-GaAs などの光伝導アンテナに強度変調光を照射すれば、その変調周波数の CW-THz 波を発生させることができる。

このように強度変調光によって生成された CW-THz 波は、当然ながら強度変調光に同期している。したがって、この強度変調光をプローブ光としても利用するならば、CW-THz 波の同期検波が可能になる。第 1 章で触れたように、EO 結晶は超高周波帯で動作するミキサと解釈できる。CW-THz 波とプローブ光は、それぞれ RF と LO であり、ミキサ(EO 結晶)によって処理が容易な低周波信号(IF)を抽出すると解釈することができる。

以上の動作を定量的に見てみよう。2 台の CW レーザから出射した光を BS で重ね合わせることににより、強度変調光を得ることができる。つまり強度変調光の瞬時電界 $a_{mod}(t)$ は次式で表される。

$$a_{mod}(t) = \sqrt{P_1}e^{i\omega_1 t} + \sqrt{P_2}e^{i(\omega_2 t + \phi)} \quad (36)$$

ここで P_1 と P_2 はそれぞれ角周波数が ω_1 と ω_2 である光の強度を表す。(36)を利用すると強度変調光の強度は

$$P_{mod}(t) = |a_{mod}(t)|^2 = P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \cos\{(\omega_2 - \omega_1)t + \phi\} \quad (37)$$

となり、確かに光強度が光の差周波で変動する(うなり)ことがわかる。強度変調光によって発生する CW-

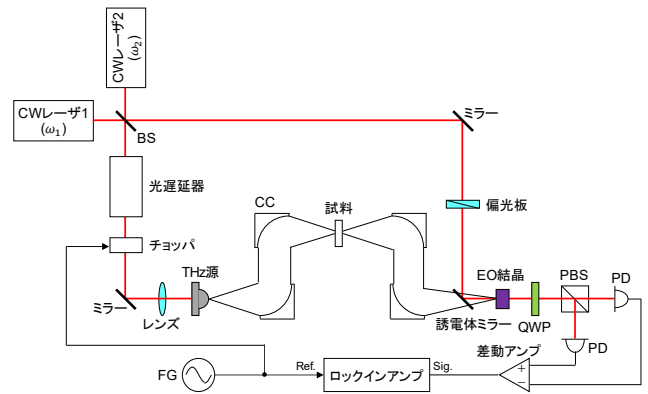


図 8 CW-THz 波の発生・検出システム。

THz 波の電界は、(37)の交流成分(右辺第 3 項)に比例するので、以下のようなになる。

$$E_{THz}(t) = E_0 \cos\{(\omega_2 - \omega_1)t + \phi\} \quad (38)$$

強度変調光はプローブ光としても利用されるが、THz 波とプローブ光の間には光路差に起因する位相差 δ が存在する。これを考慮すると、プローブ光の強度は次式で表される。

$$P_{probe}(t) = P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \cos\{(\omega_2 - \omega_1)t + \phi - \delta\} \quad (39)$$

EO 結晶を使ったシステムに限らず、PEM システムの本質は「ミキサとしての動作」であり、被検出電磁界の振幅とプローブ光強度の乗算を行うシステムとして捉えることができる[14]。すなわち検出系の PD に入射する光強度 P_{rcv} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_{rcv}(t) &= \beta E_{THz}(t) P_{probe}(t) \\ &= \beta E_0 (P_1 + P_2) \cos(\omega_{21} t + \phi) \\ &\quad + 2\beta E_0 \sqrt{P_1 P_2} \cos(\omega_{21} t + \phi) \cos(\omega_{21} t + \phi - \delta) \\ &= \beta E_0 (P_1 + P_2) \cos(\omega_{21} t + \phi) \\ &\quad + \beta E_0 \sqrt{P_1 P_2} \{\cos(2\omega_{21} t + 2\phi - \delta) + \cos \delta\} \end{aligned} \quad (40)$$

ここで $\omega_{21} = \omega_2 - \omega_1$ とおいた。また β は比例定数であり、検出システムの感度を表す。実際に検出できるのは、検出系に用いられる PD の帯域内の周波数成分に限られるので、帯域外の高周波成分を無視すると、

$$P_{rcv} = \beta E_0 \sqrt{P_1 P_2} \cos \delta \quad (41)$$

第4章 PEM システムの基礎

という単純な結果を得る。つまり図8の光遅延器を掃引して δ を変化させれば、CW-THz波の波形を得ることができる。言い換えると、THz波の振幅と位相を検出できる。

(41)からわかるように、遅延量を固定した時に得られる検出信号 P_{rcv} は直流である。したがってP&P法と同様に、検出感度を向上するためにTHz波をkHz程度の周波数で強度変調し、FFTアナライザやロックインアンプで検出するのが一般的である。

(3) 等価時間サンプリング法

これまでで説明した2つのPEMシステムは、電波の検出だけでなく発生においても光を利用するものであった。THz帯の信号を純電氣的に発生するのは現在でも容易でないので、発生には光が利用されることが多い。しかしながら最近では、ミリ波帯であれば純電氣的な発生手段を比較的容易に入手できるようになった。そこで本節では、純電氣的な信号発生手段を用いたミリ波帯信号の検出法について説明する。

ミリ波帯電波の代表的なEOサンプリングシステムを図9に示す[7]-[9],[14]。本システムでは、マイクロ波の発生が可能な2台の信号源(SG1とSG2)を用いている。SG1とSG2は同期させねばならないことに注意されたい。通常SGのリアパネルには、他のSGとの同期をとるための10MHz参照信号(10MHz-Ref)の入出力端子が1つずつもうけられている。一方のSGの参照信号出力端子を他方のSGの参照信号入力端子に接続するだけで、これらを同期させることができる。

例えばSG1の周波数 f_1 を1GHzに設定し、繰り返し周波数 f_1 でprobe光パルスを生成する。光パルスはファイバによって偏光検出モジュールに送られるが、はじめこれらはモジュールを素通りし、QWPとHWPによって適切な偏光状態に設定された後、EO結晶に入射する。誘電体ミラーで反射された光パルスは、結晶内を逆行しながらミリ波による偏光変調を受けた後、光ファイバに再入射する。ファイバ内を伝搬する偏光変調光は、偏光検出モジュール内で強度変調光に変換された後、PDで検出される。図9の偏光検出モジュールは、左側から入射された光を素通りさせるが、

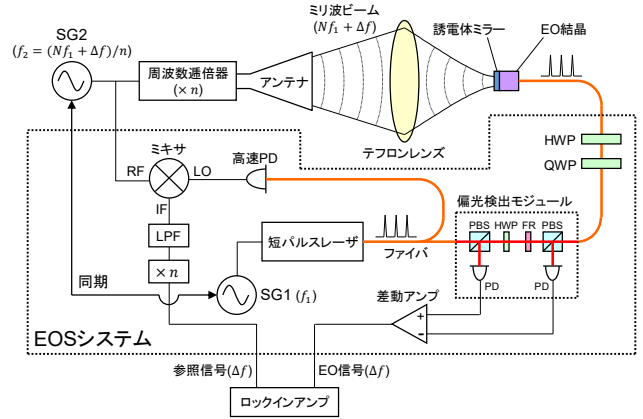


図9 ミリ波帯電波を検出するためのEOSシステム。

右側から入射した光は通過させず、入射光のSとP偏光成分をそれぞれPD1とPD2に導く機能有する。このような非可逆性は、磁気光学素子であるFaraday rotator (FR)によるものである。

ファイバ光学系は空間光学系に比べてシステム構築の柔軟度が高いため、図9に示すようにミリ波帯以下の電波を検出するシステムでは、ファイバ光学系が用いられることが多い。それに対し、ファイバ内でのパルス劣化が測定精度に大きく影響するTHzパルス検出システムでは、空間光学系が用いられることが多い。また図9では、EO結晶に誘電体ミラーが取り付けられており、反射型の光学系になっている。被検出電波は誘電体ミラーを透過するが、プローブ光はこのミラーで反射される。図6や図8に比べ、反射型光学系の方がセンシングシステムとしては利便性が高いと言える。またP&P法やphotomixing法でTHz波を検出する際にも、反射光学系を採用することは可能である。

図9の反射光学系においては、2枚の波長板(HWPとQWP)が必要であり、しかもプローブ光が往復することを考えると、プローブ光の偏光状態を解析し波長板の最適角を見出すプロセスは一見煩雑である。ただし最適角は文献[9]に記載されており、最適角のシステムティックな導出方法も文献[8]で説明されている。光学系にファイバを用いた場合には、ファイバによる偏光変化も加わるが、いずれにしろHWPとQWPを適当に調整すればEO信号を最大化することが可能である。HWPとQWPの角度が最適化されていなくと

第4章 PEM システムの基礎

も、EO 信号レベルが最大値に対して-10dB を下回ることが稀であり、波長板の調整については過度に気を遣う必要はない。

近年ではミリ波信号を直接発生する SG も入手可能であるが、周波数の高いミリ波を発生するには、マイクロ波信号源と周波数通倍器を組み合わせるのが有効である。図 9 では周波数通倍器(次数 n)を使った例を示しているが、周波数通倍器と利用しない場合には $n = 1$ とすれば以下の議論が有効である。

図 9 のシステムにおいても、レーザ強度雑音などの影響を避けるために、ミリ波帯信号を kHz 帯の信号にダウンコンバートしてロックインアンプやスペクトラムアナライザで検出することになる。ここでダウンコンバート先の周波数を Δf とおく。また SG2 で生成する周波数 f_2 を、次のように設定する。

$$f_2 = \frac{Nf_1 + \Delta f}{n} \quad (42)$$

ここで N は n の整数倍の数である。周波数 f_2 の信号は、通倍器で周波数変換された後にミリ波として空間に放射されるので、ミリ波周波数 f_{MMW} は

$$f_{\text{MMW}} = nf_2 = Nf_1 + \Delta f \quad (43)$$

となることに注意されたい。逆にいうと、発生すべきミリ波周波数 f_{MMW} が決まっているなら (43) を満たすように $N, f_1, \Delta f$ の値を適切に決定する必要がある。

このように各種周波数を設定した場合に得られる信号間の関係を図 10 に示す。ただし本図では簡単のために $N = 2$ としており、そのため光パルス(b)が、ミリ波信号(a)に対して 2 周期に 1 回サンプリングを行うことになる。実際には、例えば $N = 100$ といった大きな値が採用されるので、この場合光パルスは被測定信号に対して 100 周期に 1 回の割合でサンプリングを行うことになる。周期的な被測定信号に対するこのようなサンプリングは、等価時間サンプリングと呼ばれる。等価時間サンプリングの結果、光パルス列は周波数 Δf で変調されることになる(c)。変調されたパルス列の包絡線は、ミリ波信号のレプリカであり、ミリ波信号の振幅と位相の情報を保持しているので、この包絡線を抽出すればミリ波を検出したことになる。

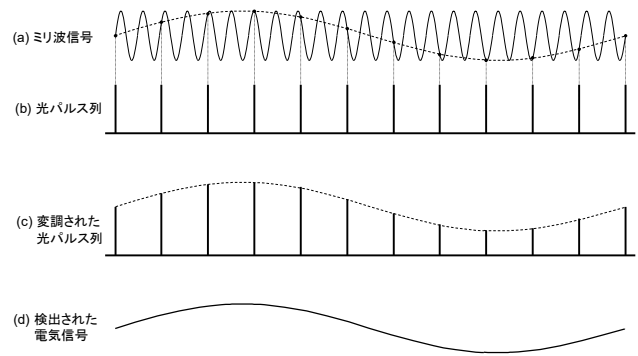


図 10 等価時間サンプリング法における波形取得の概念。

変調された光パルス列を低速 PD で受光すれば、自動的に包絡線が電気信号に変換される(d)。

この EO 信号をスペクトラムアナライザで分析すれば、ミリ波の振幅情報を抽出できるし、ロックインアンプで分析すれば、振幅と位相の情報を抽出できる。ただしロックイン検出するには参照信号が必要なので、参照信号の抽出について説明する。参照信号を抽出するには、図 9 に示すようにミキサを利用している。ミキサの RF ポートには SG2 で生成した信号を分岐して入力し、LO ポートには光パルスを分岐し光電変換した信号を入力している。ただしこの光電変換には十分応答速度の速い PD を用いる必要がある。繰り返し周波数 f_1 の光パルス列は、 f_1 の整数倍の周波数成分を高次の項まで有している。したがって Nf_1/n という周波数成分も光パルス列に含まれている。高速 PD の出力をミキサの LO ポートに入力すると、この周波数成分 Nf_1/n と SG2 の信号周波数(42)がミキシングを起こし、それらの差周波 $\Delta f/n$ が IF 信号としてミキサから出力される。この IF 信号は、EO 信号に同期しているため、ロックイン検出時の参照信号として利用できる。

参考文献

- [1] B.H. Kolner and D.M. Bloom, "Electrooptic sampling in GaAs integrated circuits," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol.22, no.1, pp.79-93, Jan. 1986.
- [2] M.R. Freeman, "Picosecond pulsed-field probes of magnetic systems," *J. Appl. Phys.*, vol.75, no.10, pp.6194-6198, May 1994.

第4章 PEM システムの基礎

- [3] Y. Cai, I. Brener, J. Lopata, J. Wynn, L. Pfeiffer, J.B. Stark, Q. Wu, X.C. Zhang, and J.F. Federici, "Coherent terahertz radiation detection: Direct comparison between free-space electro-optic sampling and antenna detection," *Appl. Phys. Lett.*, vol.73, no.4, pp.444–446, 1998.
- [4] <https://speag.swiss/products/tds/tds-time-domain-sensor-systems/>
- [5] N. Kuwabara, K. Tajima, R. Kobayashi, and F. Amemiya, "Development and analysis of electric field sensor using LiNbO₃ optical modulator," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.34, no.4, pp.391–396, Nov. 1992.
- [6] 土井康弘, "偏光と結晶光学," 共立出版, 1975.
- [7] 佐々木愛一郎, 博士論文, 2006.
https://researchmap.jp/?action=cv_download_main&upload_id=169086
- [8] A. Sasaki, A. Furuya, A. Hirata, H. Morimura, and J. Kodate, "Method for systematically designing polarization optics to maximize sensitivity of electrooptic sensors," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol.56, no.09NB01, Sept. 2017.
- [9] K.J. Weingarten, M.J.W. Rodwell, and D.M. Bloom, "Picosecond optical sampling of GaAs integrated circuits," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol.24, no.2, pp.198–220, Feb. 1988.
- [10] P.R. Smith, D.H. Auston, and M.C. Nuss, "Subpicosecond photoconducting dipole antennas," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol.24, no.2, pp. 255–260, Feb. 1988.
- [11] 小川智哉, "結晶物理工学," 裳華房, 1976.
- [12] S. Verghese, K.A. McIntosh, and E.R. Brown, "Highly tunable fiber-coupled photomixers with coherent terahertz output power," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol.45, no.8, pp.1301–1309, Aug. 1997.
- [13] A. Nahata and J.T. Yardley, "Free-space electro-optic detection of continuous-wave terahertz radiation," *Appl. Phys. Lett.*, vol.75, no.17, pp.2524–2526, Oct. 1999.
- [14] A. Sasaki and T. Nagatsuma, "Millimeter-wave imaging using an electrooptic detector as a harmonic mixer," *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol.6, no.5, pp.735–740, Sept./Oct. 2000.

第5章 PEM システムの応用と動向

5-1. LiNbO₃ を用いた光電界センサと電界計測への応用

鳥羽 良和 (株式会社精工技研)

1. はじめに

近年の情報機器の無線化により、その輻射電磁波による他の電子機器への障害などが問題となっている。このため正確に電磁波を評価するための電界計測技術が求められている。

ニオブ酸リチウム(LiNbO₃)のポッケルス効果を利用した光電界センサは、(1)アンテナエレメントと結晶基板上の電極以外に金属をもたないため、理想的なアンテナ特性を有する、(2)同軸ケーブルを使用しないため、周囲の電界を乱すことがなく、センサ出力にケーブル等での反射波の影響も含まない、(3)1 つのセンサで低周波(100kHz)から高周波(10GHz)までの電界を計測できる、(4)変調信号の計測が可能である等の特徴を持つ。

空間電界の測定では、従来方法では給電線が大きく影響し、その測定精度を低下させていた。これにより、例えば長さや重さの各物理量の測定精度と比較し、電界強度の測定精度は大幅に悪いく、光電界センサは、上記の特徴を有するが故に、測定精度向上にもっとも適するものであると言える。

2. 光電界センサの構成

本センサは図 1 に示すように、センサヘッド部、コントローラ部、シングルモード光ファイバおよび信号解析用スペクトラムアナライザにより構成される。コントローラ部は、光源部、光サーキュレータ、光増幅器および O/E 変換器から構成されている。光源部から出射された無変調光(光波長:1550nm 帯)は、光サーキュレータを透過し、センサヘッドへ導かれる。

センサヘッドは、幅 3mm、長さ 13mm、厚さ 0.5mm の LN (X-cut) 結晶基板上に Ti 熱拡散により形成した幅 6 μ m の光導波路、反射板、変調電極、アンテナエレメントと光ファイバから構成されている。図 2 に外観写真を示す。

本センサヘッドは入射した光を一端分岐させ、反射板で全反射させ、再び合成する分岐干渉型光導波路であり、結晶の有するポッケルス効果によりアンテナから誘起される電圧に比例して光導波路の屈折率が変化し、合流するときの干渉により光強度が変調される。空間電界により強度変調された光は再度光サーキュレータに戻り、光増幅器で光レベル調整された後に O/E 変換器へと導かれ、元の信号に復調される。この復調された出力信号をスペクトラムアナライザなどで測定することにより、センサヘッド近傍の電界を測定することができる。またオシロスコープを使用することでタイムドメイン測定も可能である。

電界計測では、電波の全方向特性を計る必要があり、直交 3 軸のそれぞれの方向に微小ダイポールアンテナを 3 組配置し、LN 結晶基板上的変調電極に接続し無指向性を実現している(図 3)。

3. 放送用送信アンテナモニタへの応用

光電界センサは上述特徴から、運用中の多面送信アンテナのレベルおよび位相のモニタへの適用が検討されている。図 4 にシステム系統を示す。

多面アンテナそれぞれにセンサヘッドが配置され、光スイッチにより選択される。あらかじめ配置された位置でセンサヘッドを校正することで、相対的なレベル、位相の変化を運用中に監視することができる。すなわち遠方界で電波強度を測定することなく送信電力やアンテナの状態が確認できることになる。

本システムは、小型で変調電極以外に金属をもたないセンサヘッドにより実現されている。

参考文献

- [1] 鳥羽良和, 佐藤正博, 一條淳, 大沢隆二, 生岩量久, “小型等方性光電界センサの開発,” 信学論, vol.J91-C, no.1, pp.84-92, 2008.
- [2] B.G. Loader, M.J.Alexander, W.Liang, and S.Torihata, “An optical electric field probe for specific absorption rate measurement,” 15th Int. Zurich Symp. Electromagn. Compat., Zurich, pp.57-60, 2003.
- [3] 川井陽史, 平田真一, 杉本智彦, 鳥羽良和, 今村浩一郎, “光センサを用いたアンテナ放射モニタの開発,” 信学技報, PEM2015-10, pp.19-22, 2016.

第5章 PEM システムの応用と動向

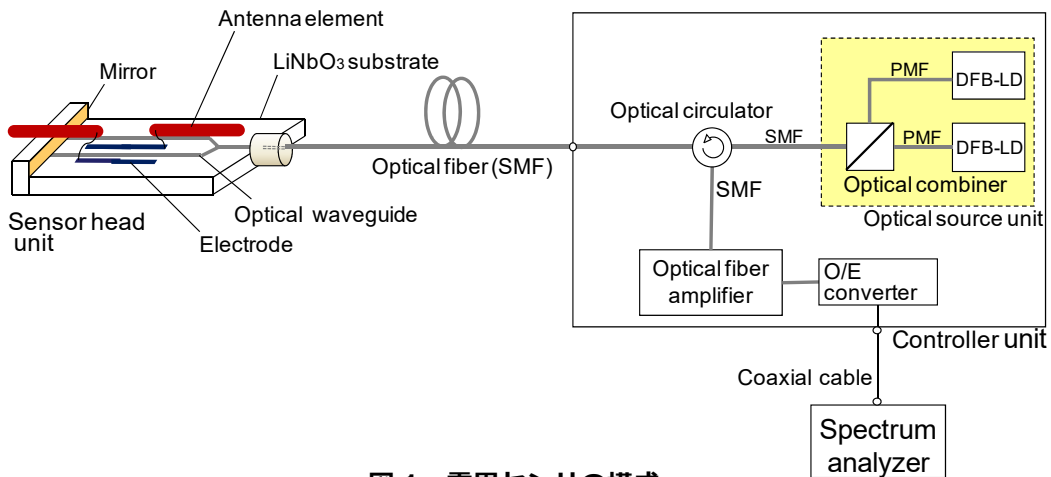


図1 電界センサの構成.

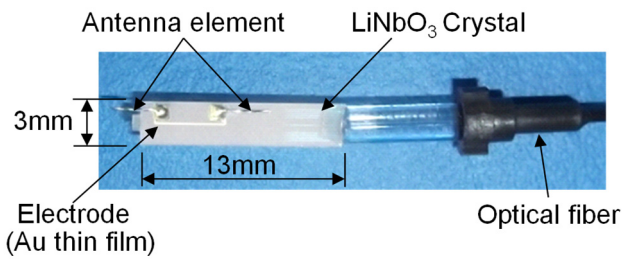


図2 センサヘッドの外観.

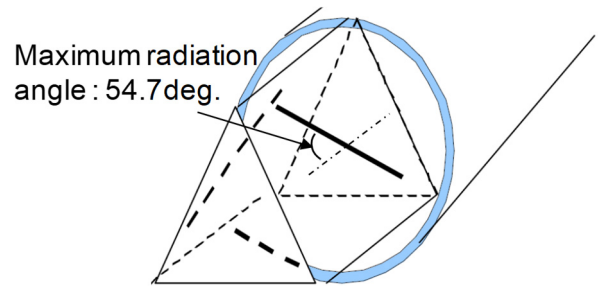


図3 無指向性を得るための構造.

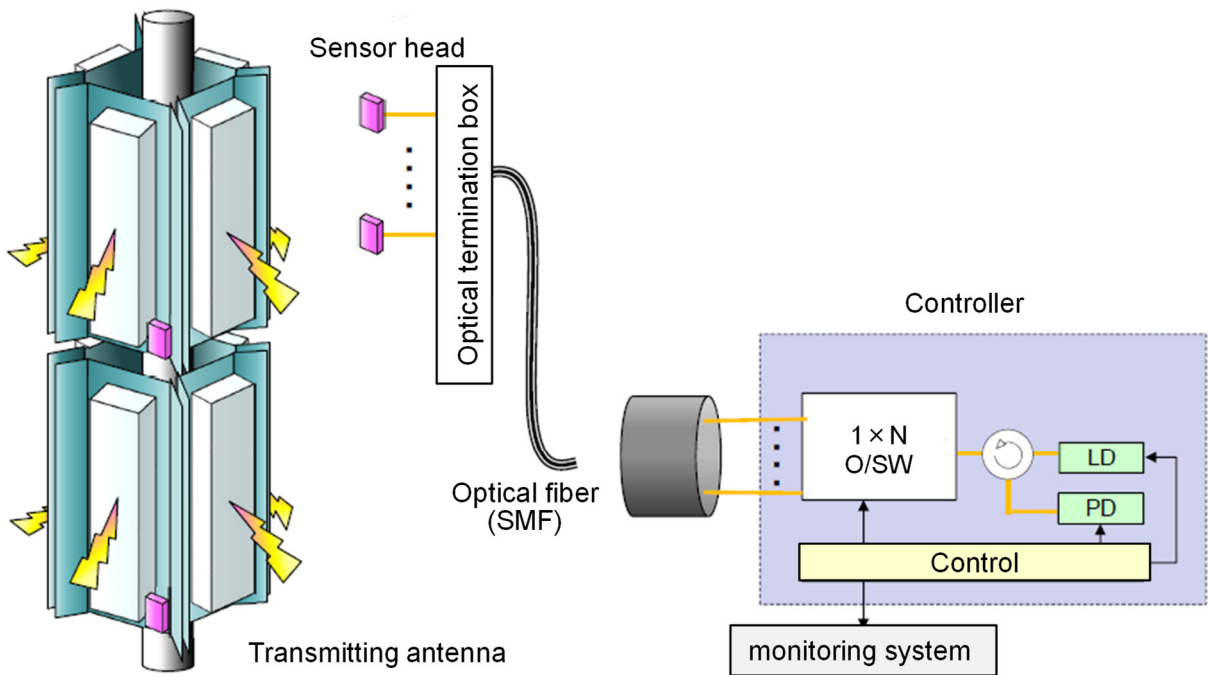


図4 アンテナ監視システムの系統.

第5章 PEM システムの応用と動向

5-2. 光電界プローブの校正技術

森岡 健浩 (産業技術総合研究所)

鳥羽 良和, 一條 淳 (株式会社精工技研)

1. はじめに

光電効果を持つニオブ酸リチウム (LiNbO_3) などの強誘電体素子は, そのポッケルス効果によって空間に分布する電界と素子内部の光導波路を伝搬するレーザーの干渉により空間電界の計測に利用することが可能である。また, アンテナなどの金属でできたプローブと比較して被測定電磁界に対する侵襲性が低く, アンテナからの再放射による影響が小さいことから電磁界の精密計測に適している。また, 素子自体も小型に作成ができるため, 狭い空間の電磁界計測においても他の電界プローブと比較して優位性がある。

2. 電界プローブとしての校正

プローブヘッドには透過型と反射型があるが, ここでは測定におけるプローブヘッドの扱いやすい反射型の基本的な構成を図 1 に示し, 説明する。レーザー光源からのレーザー光はサーキュレータを経由してプローブヘッドに入射し, 二つの光導波路へ分岐される。一方の光導波路を透過する光は電極によって空間電界強度に比例した変調を受け, 他方の光導波路を透過する無変調光と共に光導波路終端にあるミラーで反射される。そして, 再度合流するときの干渉により光強度が変調される。変調された光はサーキュレータによって分離され, 検出器へ入射する。検出器によって復調された RF 信号は増幅器によって増幅され, RF 出力として測定される。測定器にはスペクトラムアナライザが用いられることが多く, プローブヘッド位置における電界強度の二乗に比例した測定値が得られることになる。

このプローブ出力と測定位置における電力強度の間の比例係数を求めることができれば測定点における電界強度を決定することができる。この比例係数を精確に求める作業を校正と言い, これには測定の不確かさが付随する。

3. 校正結果の一例

電界プローブの校正のためには既知の電界強度を生成し, その中に電界プローブを配置する必要がある。既知の電界強度を生成する手法には複数あり, それぞれの手法が得意とする条件 (主に周波数帯域) によって使い分ける必要がある。一般に数百 MHz より低い周波数帯においては導波路 (TEM セル), それより高い周波数では電波暗室内に標準電界を生成することが多い。導波路においては, 導波路のサイズと入射する電力から, 電波暗室においては送信アンテナの利得とアンテナへの入射電力から測定点に生成される電界強度を精密に求めることができる。このようにして生成された標準電界とプローブ出力の間にある比例係数を求める。プローブからの出力はスペクトラムアナライザによって電力スペクトルとして計測されるため, スペクトラムアナライザの受信電力を P_{SA} , 印加する標準電界強度を E_{app} とすれば, 変換係数 (T_c) は以下の様に定義できる。

$$T_c = \frac{E_{app}}{\sqrt{P_{SA}}} \quad (1)$$

図 2 は T_c の校正結果の一例である。ここでは 800 MHz 以下ではサイズの異なる二つの TEM セル内に, 800 MHz~2 GHz まではダイポールアンテナ, 2 GHz 以上ではリジッドガイドホーンアンテナを用いて電波暗室内に標準電界強度を生成した。また, 図 3 には校正の不確かさを示してあり, 標準電界強度の生成手法によって不確かさが異なることが分かる。主な不確かさの要因は手法によって異なり, TEM セルを用いた場合には電力測定, アンテナを用いた標準電界校正においてはアンテナ係数, アンテナ利得決定に付随するものである。

参考文献

- [1] N.S. Nahman, M. Kanda, E.B. Larsen, and N.L. Crawford, "Methodology for standard electromagnetic field measurements," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.34, no. 4, pp.490-503, Dec. 1985.

第5章 PEM システムの応用と動向

- [2] N.L. Crawford, "Generation of standard EM fields using TEM transmission Cells," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.16, no.4, pp.189-195, Nov. 1974.
- [3] P.F. Wilson and M.T. Ma, "Simple approximate expression for higher order mode cutoff and resonant frequencies in TEM cells," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 28, no. 3, pp.125-130, Aug. 1986.
- [4] T. Morioka, "Uncertainty of free space dipole antenna factor from 1 GHz to 2 GHz," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.58, no.4, pp. 1135-1140, Apr. 2009
- [5] T. Morioka, "Response of a short dipole probe to a non-uniform E-field of a TEM cell," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.60, no.7, pp.2709-2714, Jul. 2011.
- [6] 鳥羽良和, 佐藤正博, 一條淳, 大沢隆二, 生岩量久, "小型等方性光電界センサの開発," *信学論*, vol.J91-C, no.1, pp.84-92, 2008.
- [7] B.G. Loader, M.J.Alexander, W.Liang, and S.Torihata, "An optical electric field probe for specific absorption rate measurement," *15th Int. Zurich Symp. Electromagn. Compat.*, Zurich, pp.57-60, 2003.

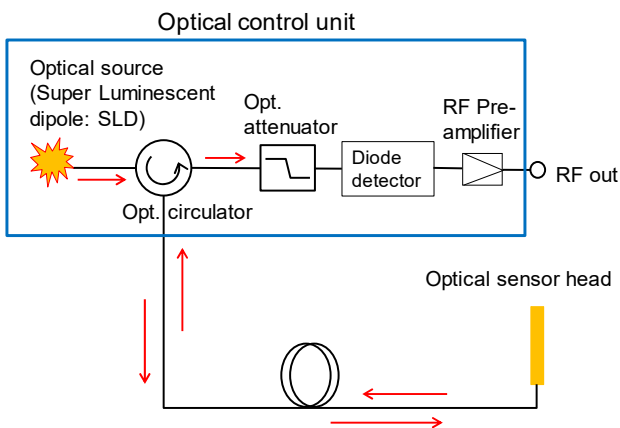


図1 測定システムの概略図.

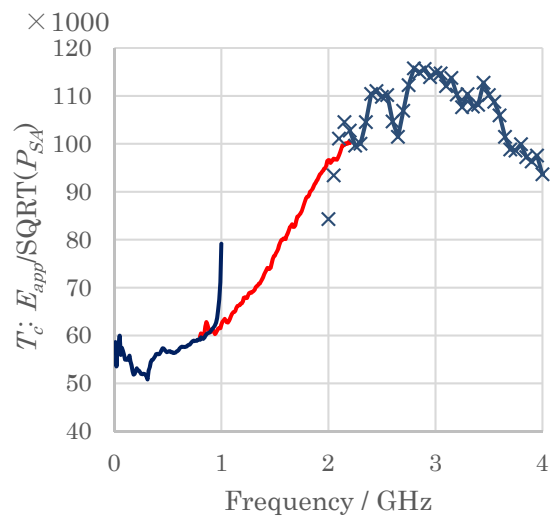


図2 光電界プローブ校正値の一例.

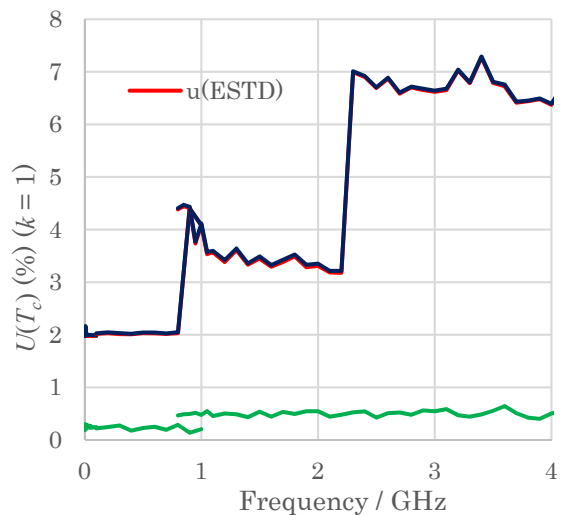


図3 校正不確かさ.

第5章 PEM システムの応用と動向

5-3. バルク型光電界センサを用いた電界測定と電界校正への応用

植松 浩司, 今庄 義弘 (スタック電子株式会社)

1. はじめに

近年, 無線通信規格の高周波化により, 小型の無線機器や電子機器における近傍電磁界イミュニティ試験方法の確立が求められ, 国際標準化が進められている. 第5世代無線通信規格では, 6GHz以上の周波数を使用することが想定されているため, 高周波電界測定方法として電気光学効果による電界測定技術を利用した光電界センサが候補の一つとして挙げられる. 光電界センサを用いた電界測定例とその特性を示し, 電界校正方法の確立に向けた応用可能性について記述する.

2. バルク型光電界センサ

バルクの電気光学(EO)結晶を用いた光電界センサシステムの構成を図1に示す.

SGで変調した光信号をEO結晶に入力し, 反射光を信号検出ユニット内の偏光光学ユニットで分離する. EO結晶に電界が印可されると, SG周波数と電界周波数の差周波成分が光信号内に発生する. 反射光をO/E変換後, 差動増幅器とBPFを通すことで, 電界強度に比例した信号を得ることができる.

3. バルク型光電界センサを用いた電界測定

バルク型光電界センサを用いて, 様々な周波数における電界測定結果を示す. 商用電源から周波数50Hzの電圧を金属板に印加し, 金属板間に発生する電界を測定した結果を図2に示す. 金属板の面に垂直方向の電界に対して最大の検出感度を持つセンサを用いているため, 電圧印加した金属板の中央付近で最大の検出信号強度が得られる.

マイクロ波帯の電界分布を測定した結果を図3に示す. コプレーナ線路上に周波数5.8GHzのCW信号を印加し, 伝送線路上の定在波を観測した. 被測定電界と変調された光信号との差周波成分を検出して

いるため, 周波数変調用の光デバイス次第で6GHz以上の電界検出にも対応できる.

テラヘルツ時間領域分光システムにおける検出器にバルク型光電界センサを用いて, テラヘルツパルス時間波形を測定した結果を図4(左)に示す. 時間波形をフーリエ変換した周波数スペクトルが示す通り, 約2THzの周波数帯域の電界を検出できている.

光電界センサを電界計測に応用する場合, センサの検出信号に高い安定性が必要になる. 検出信号の長時間安定性の評価結果を図5に示す. 6時間での検出信号強度変動は ± 0.1 dB程度であり, 高い出力安定性を示す. 光電界センサシステムで記載した通り, 反射光を偏光光学ユニットで分離しているが, 光源に広帯域なスペクトル幅のレーザを用いることにより干渉の影響を抑制し, 安定した検出信号強度が得られる.

4. 電界校正とイミュニティ試験への応用

ここまでバルク型光電界センサを用いた電界測定例を示したが, 測定結果の数値は電界強度に比例した相対値を示しており, 絶対値に校正できていない. 電界センサの校正方法はIEEEの国際標準に規定され, 光電界センサも類似の方法で校正できると推測される. バルク型光電界センサの場合, 市販の電界センサと比較して波長に比べて小さく製造できるため, 電界への影響が小さく, 等方性が良くなる可能性がある. また, 広帯域な周波数特性と検出信号の高い安定性は, センサとして電界校正に有用な特長である. 第5世代無線通信規格の周波数として想定される6GHz~20GHzでは, センサの選択肢が限られるため, 電界計測システムへの応用が期待される.

参考文献

- [1] T. Nagatsuma, M. Shinagawa, N. Sahri, A. Sasaki, Y. Royter, and A. Hirata, "1.55- μ m photonic systems for microwave and millimeter-wave measurement," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol.49, no.10, pp.1831-1839, Oct. 2001.
- [2] I. Morohashi, N. Sekine, H. Noguchi, Y. Imajo, and I. Hosako, "THz wave detection using electro-optic-sampling-based ultra-compact probe," *Proc. Int. Conf.*

第5章 PEM システムの応用と動向

Infrared, Millimeter & Terahertz Waves (IRMMW-THz 2012), Thu-Pos-11, Sept. 2012.

- [3] IEC 62803:2016, "Transmitting equipment for radiocommunication - Frequency response of optical-to-electric conversion device in high-frequency radio over fibre systems - Measurement method", edition 1.0, 2016.

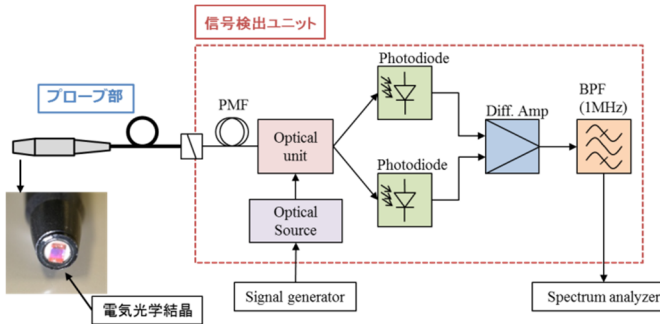


図1 バルク型光電界センサの構成.

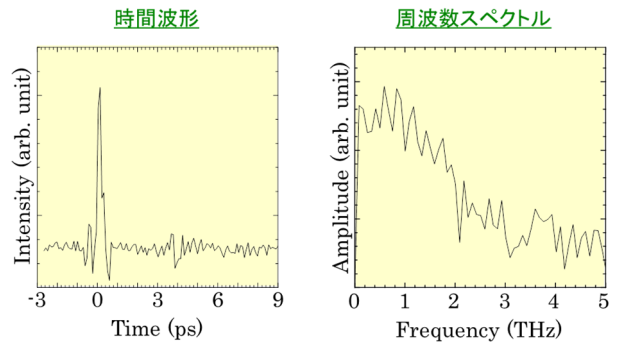


図4 テラヘルツ波帯の時間波形測定.

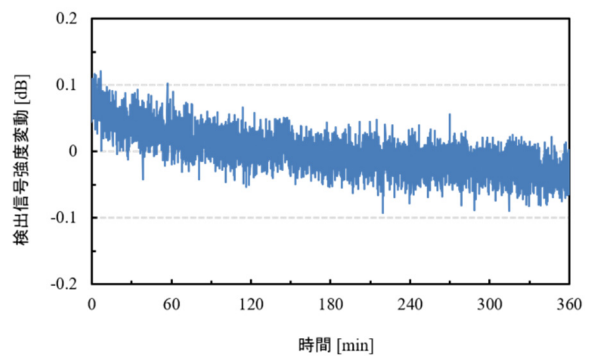


図5 検出信号強度の長時間安定性.

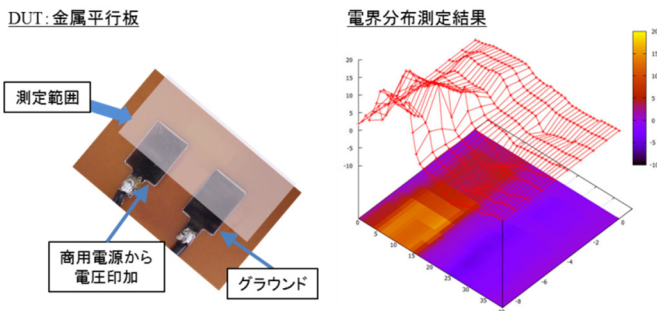


図2 周波数 50Hz の電界分布測定.

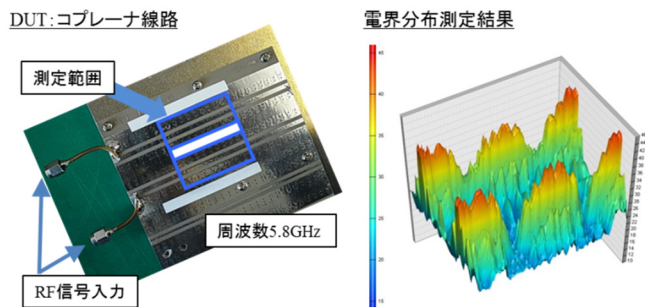


図3 マイクロ波帯の電界分布測定.

第5章 PEM システムの応用と動向

5-4. 光給電 RoF システムとその応用

土屋 明久 (神奈川県立産業技術総合研究所)
柳澤 幸樹 (株式会社多摩川電子)

1. 光給電 RoF システム

近年、電力利用の多様化やマイクロ波ミリ波帯無線通信の普及により、従来の電磁波ノイズ計測技術に比べ、より正確に測定する技術が求められている。これに対し、電気信号を光に変換して伝搬する Radio over Fiber (RoF) システムは高い絶縁性により周囲環境からのノイズによる影響を受けずに正確な測定が可能である。この特性を活かし、新たに開発した光給電 RoF システムは受光素子部分を光給電とすることで従来の RoF システムに比べ高い絶縁性を確保することができ、更に光給電のため電池や外部電源が不要なため長時間動作も可能であり、EMC 試験などのノイズ計測での利用が期待される。

2. システムの構成

光給電 RoF システムはレーザーヘッドとコントローラからなる(図1)。レーザーヘッドは 30 mm×70 mm×10 mm と小型であるため、アンテナや装置への取り付けなど取り扱いが容易である。このレーザーヘッドの光電変換素子(PV)に対してコントローラ側からハイパワーレーザーを出力し、電力を供給している。レーザーヘッドの直接変調型 LD で E/O 変換することで、光ファイバを介してコントローラまで信号を伝搬している。レーザーヘッドとコントローラ間は光ファイバを使用するため、距離 100m 以上配線においても伝送可能である。最後にコントローラ側の低雑音トランスインピーダンス内蔵の PD で O/E 変換され、電気信号として出力される。光給電 RoF システムに RF レベル-72dBm を入力した際の SNR は 73dB 以上確保しており、入力換算雑音では-145dBm/Hz に相当する。現在、測定可能周波数帯域は 100kHz から 6GHz である。

3. コモンモードノイズ計測

周囲からの電磁ノイズに対する影響について確認するため、測定系に外部からコモンモードノイズを加えた場合の影響について計測した(図2)。光給電 RoF システムの場合、計測器と測定対象は電氣的に絶縁され、フローティング計測となるため、外部からのノイズの影響を受けない。一方、同軸ケーブルの場合、グラウンドループが形成され、低周波側で電磁ノイズが同軸線の外導体を介して侵入するためノイズレベルの上昇が見られる。このように光給電 RoF システムを利用することで外乱ノイズの影響を受けずに正確な測定が可能である。

4. EMC 計測

実際に光給電 RoF レシーバシステムを用いて EMC 試験の放射電磁界強度試験(1GHz 以下)を実施した。測定規格は CISPR32classB とし、測定対象物(EUT) はコムジェネレータ(周波数 50MHz) とした。測定は 3m 法電波暗室で行った。光給電 RoF レシーバシステムはアンテナ+プリアンプ(30dB)の直下に接続し、スペアナに接続する。測定結果より、光給電 RoF システムを用いた場合においても、同軸ケーブルの場合と同様に正確な放射電磁界の測定可能である。また、ノイズレベルも低周波側で同軸ケーブルよりも 10dB 程度高くなるが、限度値に対して 10dB 以上のマージンが確保できている。更に、光給電 RoF レシーバシステムは光ファイバを使用するため、配線による伝送損失が同軸ケーブルに比べ非常に少ないため、配線距離が長くなる 10m 以上の大型電波暗室などで有効である。

参考文献

- [1] 久利敏明, 堀内幸夫, 中戸川剛, 塚本勝俊, “光・無線融合技術をベースとする通信・放送システム,” 信学論(C), vol.J91-C, no.1, pp.11-27, Jan. 2008
- [2] 大西輝夫, 石原哲, 東山潤司, “直接変調電気/光(E/O)変換器を用いた電磁界計測,” 信学技報, PEM2014-15, 2015.
- [3] 西岡隼也, 原口英介, 安藤俊行, 山浦真悟, 深沢徹, “光給電 RoF 技術を用いた高絶縁・小型な光送受信モジュール,” 信学技報, PN2014-48, 2015.

第5章 PEM システムの応用と動向

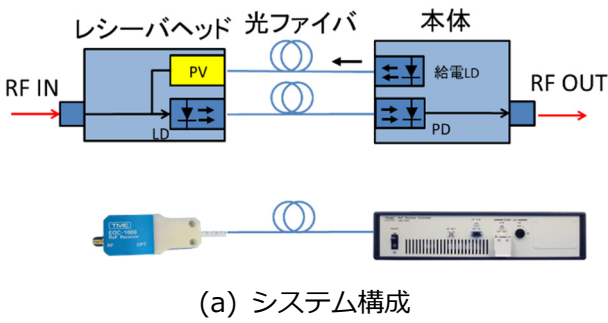


図1 光給電 RoF システム.

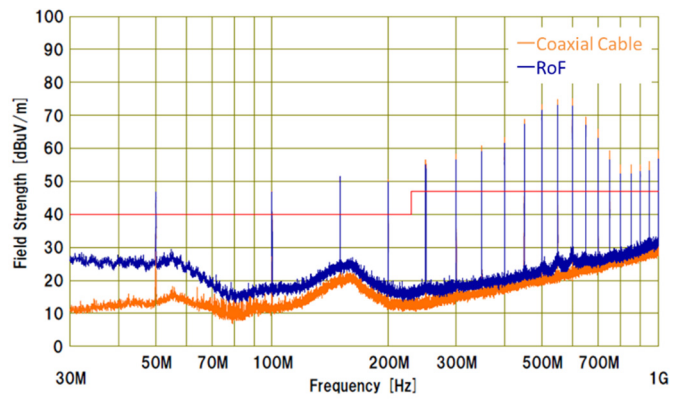
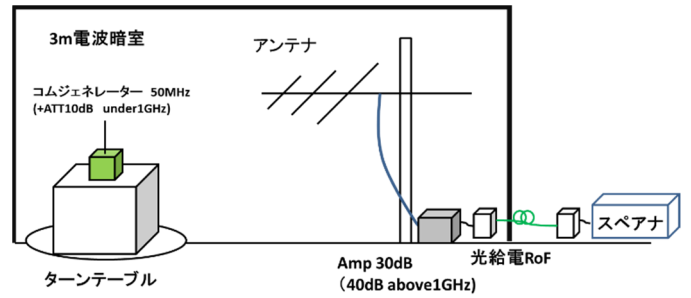


図3 EMC 計測.

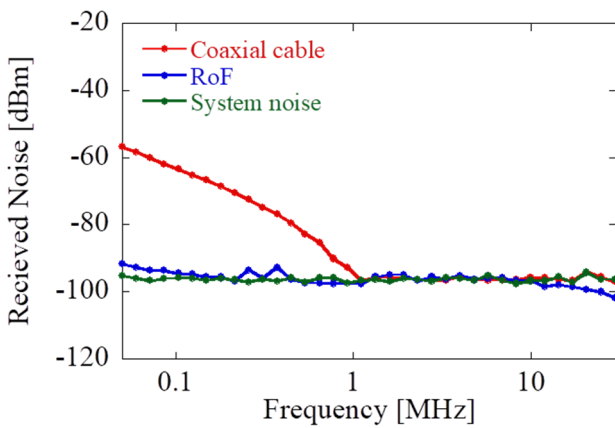
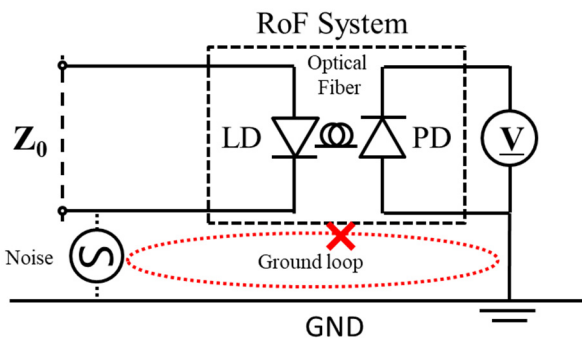


図2 コモンモードノイズ計測.

第5章 PEM システムの応用と動向

5-5. アルカリ金属を利用した光磁界計測システム

田上 周路 (高知工科大学)

1. 背景

数十 kHz から数百 kHz の低周波電磁波は、モバイル機器や EV へのワイヤレス充電に利用されており、デバイスの高効率化による送電電力の増加や伝送距離の伸長が期待されている。しかし、送信デバイスから発する電磁界分布の空間的な評価には、コイルやアンテナの機械的な走査の必要性や対象電磁界への侵襲性といった課題がある。

アルカリ金属原子(蒸気)は、そのエネルギー準位の間隔に応じた周波数の光や電波を吸収・放出することが知られている。特にマイクロ波帯の準位間隔は周波数標準等に利用されている。また、ゼーマン準位のように近接した準位間であっても、円偏光を用いることで大きな原子数の差を作ることができる(光ポンピング) [1]。このゼーマン準位の間隔は原子に印加される磁界の強度による。このため、光による磁界計測へ適用でき[2]、製品化もされている[3]。アルカリ金属を用いた光磁界計測は、測定対象磁界に対して非侵襲であり、光伝搬の並列性を活かした磁界の空間分布測定が可能となる。我々はアルカリ金属を用いた光磁界計測が従来のコイルよりも高感度で空間分解能に優れる事を示し[4]、その応用として、数十 kHz の交流磁界の強度分布を画像化できるシステムの構築を行った。画像化には画素構造のミラーアレイを用い、光を空間的に分解することでサブ mm の分解能で磁界分布画像を取得した。

2. 測定方法

アルカリ金属にはガラスセルに封入したセシウム¹³³の蒸気を用いた。光源にはセシウムの D2 線に対応する波長 852 nm の半導体レーザーを用い、円偏光にしてガラスセルを透過させた。ガラスセル内部では測定対象となる磁界強度によって吸光度が変化しており、透過した光はミラーアレイによって空間分解

しフォトディテクタで受光した(図1)。用いたガラスセルとミラーアレイを図2に示す。ガラスセル上部に薄膜化したセシウムが確認できるが、測定には気化した原子を用いるため薄膜の付着していない下部の領域(幅 10 mm, 光路長 10 mm)を用いた。測定対象は、直径 0.5 mm の金属線に 70 kHz, 10 mA の交流電流を流すことで金属線の周りに生じる磁界とした。金属線はガラスセルの側面に光軸と平行に貼り付け、ガラスセル内における磁界分布画像を取得した。

3. 測定結果

測定によって得られた磁界分布画像を図3に示す。黄色い破線で囲まれた領域がガラスセル内部を示し、円形の光の透過領域が磁界センサとして動作している。得られた画像のガラスセル内部は縦 50×横 30 の画素数で空間分解しており、サブ mm の分解能で画像化できている。上と下の画像において、金属線の設置位置は白い点線の円で示しており、どちらの場合においても金属線の近い位置で出力信号強度が増加し、距離とともに減衰している。取得した画像の強度分布を、計算で得られる磁界強度分布と比較することで、金属線の位置を高い精度で推定できることも実証済みである[5]。

4. まとめ

アルカリ金属を用いた光磁界計測システムを構築し、ミラーアレイを用いた画像化を行った。光磁界計測による磁界分布の画像化は、光の並列性を利用でき、磁界の発生源を高精度に推定できる。本手法はワイヤレス充電に用いられるデバイスの評価や漏洩電磁界の測定に適用でき、充電の高効率化を検討する上で有効な技術となる。

参考文献

- [1] 藪崎努, "レーザー光による原子物理," 岩波書店, 2007.
- [2] D. Budker and D.F.J. Kimball, "Optical Magnetometry," Cambridge University Press, New York, 2013.
- [3] https://nanoxeed.co.jp/product_cat/magnetoencephalogram/

第5章 PEM システムの応用と動向

- [4] 田上周路, 篠原優, 豊田啓孝, 藤森和博, 深野秀樹, “アルカリ金属を用いた交流磁界の光学検出 ～市販の磁界テストとの比較と永久磁石を用いたプローブ化の検討～” 信学論 B, J100-B(3), pp.158-165, 2017.
- [5] S. Taue and Y. Toyota, “AC magnetic field projection with atomic magnetometer,” *PIERS2018*, 2P15b-1, 2018.

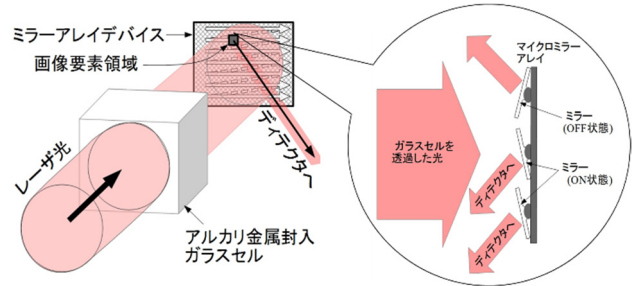


図 1 ガラスセルの磁界分布をミラーアレイによって空間分解するイメージ図.

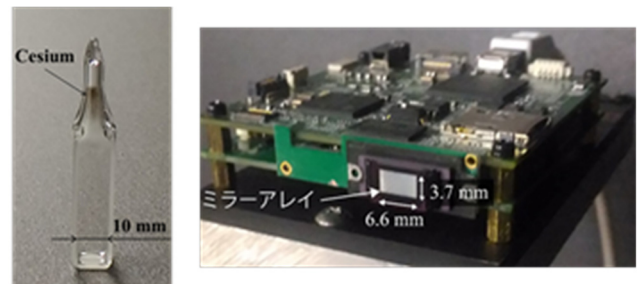


図 2 実験に用いたガラスセル(左)とミラーアレイ(右).

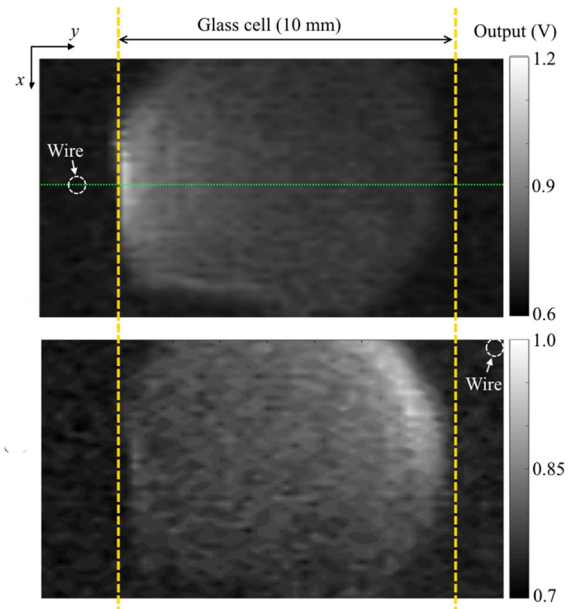


図 3 金属線の設置位置を変えて取得した出力画像.

本書に掲載された内容の著作権は著者に帰属します。

発行年月日：2019年 6月21日

発行所：（一社）電子情報通信学会

光応用電磁界計測特別研究専門委員会

編集者：佐々木 愛一郎，水野 麻弥
